

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-021915

(43)Date of publication of application : 28.01.1994

(51)Int.Cl.

H04J 13/00

(21)Application number : 04-196358

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 29.06.1992

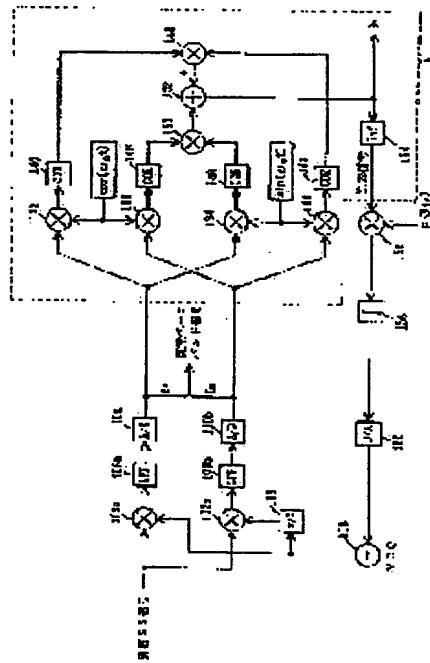
(72)Inventor : KOJIMA TOSHIHARU

(54) AFC CIRCUIT

(57)Abstract:

PURPOSE: To simplify the constitution of an AFC circuit.

CONSTITUTION: The real number part and the imaginary number part of a complex base band signal are inputted to the multipliers 132 and 134 and the multipliers 136 and 138 respectively. The multipliers 132 and 136 multiply the input signals by $\sin(\omega_0 t)$, and the multipliers 134 and 138 multiply the input signals by $\cos(\omega_0 t)$ respectively. The correlators 140, 146, 148 and 142 perform the correlative calculation between the output of each multiplier and a PN signal. A multiplier 144 multiplies the outputs of the correlators 140 and 142 with each other, and a multiplier 150 multiplies the outputs of the correlators 146 and 148 with each other. A subtractor 152 subtracts the output of the multiplier 150 from the output of the multiplier 144. Then latch 154 latches the output of the subtractor 152 in the repeating cycle of the PN signal and acquires an error signal.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 12.03.1996

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2698507

[Date of registration] 19.09.1997

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-21915

(43)公開日 平成6年(1994)1月28日

(51) Int.Cl.⁵

識別記号 庁内整理番号
A 7117-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 6(全 43 頁)

(21)出願番号 特願平4-196358

(22)出願日 平成4年(1992)6月29日

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目 2番 3号

(72)発明者 小島 年春

神奈川県鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱
電機株式会社通信システム研究所内

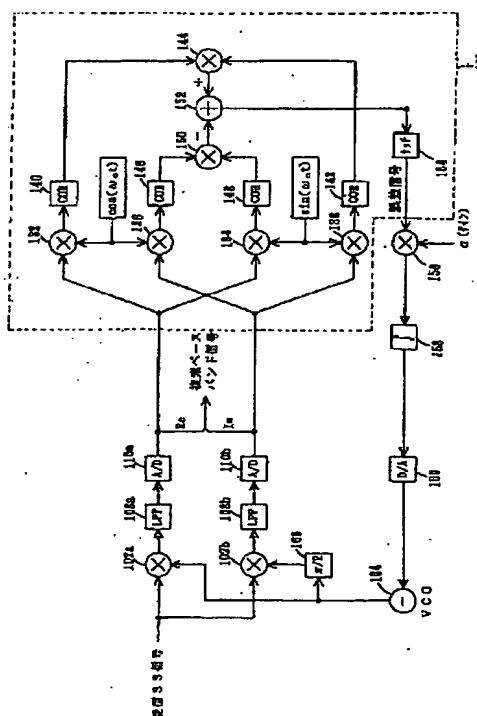
(74)代理人弁理士金山範彦(外2名)

(54)【発明の名称】 AFC回路

(57)【要約】

【目的】 A F C回路の構成を簡略化する。

【構成】 複素ベースバンド信号の実数部を乗算器 013
2、134に、虚数部を乗算器 136、138に入力する。乗算器 132、136は $\sin(\omega_0 t)$ を、乗算器 134、138は $\cos(\omega_0 t)$ を、それぞれ入力信号に乘算する。乗算器 132、136、134、138の各出力と PN 信号との相関演算が、それぞれ相関器 140、146、148、142により行われる。乗算器 144は相関器 140、142の、乗算器 150は相関器 146、148の、それぞれ出力同士を乗算する。減算器 152により乗算器 144の出力から乗算器 150の出力を減じ、減算器 152の出力をラッチ 154により PN 信号の繰返し周期でラッチして誤差信号を得る。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 擬似雑音(PN)信号によりスペクトル拡散された受信スペクトル拡散(SS)信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するAFC回路であって、上記複素ベースバンド信号の実数部に所定の余弦信号を乗算する第1乗算器と、この第1乗算器からの出力とPN信号の相関をとる第1相關器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部に所定の余弦信号を乗算する第2乗算器と、この第2乗算器からの出力とPN信号の相関をとる第2相關器と、複素ベースバンド信号の実数部に所定の正弦信号を乗算する第3乗算器と、この第3乗算器からの出力とPN信号の相関をとる第3相關器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部に所定の正弦信号を乗算する第4乗算器と、この第4乗算器からの出力とPN信号の相関をとる第4相關器と、第1及び第4相關器の出力を乗算する第5乗算器と、第2及び第3相關器の出力を乗算する第6乗算器と、第5乗算器の出力から第6乗算器の出力の減算を行う減算器と、この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とするAFC回路。

【請求項2】 PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するAFC回路であって、上記複素ベースバンド信号の実数部と所定の余弦信号を乗算したPN信号との相関をとる第1相關器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の余弦信号を乗算したPN信号との相関をとる第2相關器と、上記複素ベースバンド信号の実数部と所定の正弦信号を乗算したPN信号の相関をとる第3相關器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の正弦信号を乗算したPN信号の相関をとる第4相關器と、第1及び第4相關器の出力を乗算する第1乗算器と、第2及び第3相關器の出力を乗算する第2乗算器と、第1乗算器の出力から第2乗算器の出力の減算を行う減算器と、この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とするAFC回路。

【請求項3】 PN信号によりスペクトル拡散された受

信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するAFC回路であって、

PN信号の周期に同期して、複素ベースバンド信号を正負方向に順次交互に位相シフトさせる位相シフト手段と、

この位相シフト手段から出力される順次反対方向に位相シフトされた信号について、順次PN信号との相関をとる相関器と、

この相関器から出力される正方向位相シフト信号についての相関信号と、負方向位相シフト信号についての相関信号との差をとる減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とするAFC回路。

【請求項4】 PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するAFC回路であって、

上記複素ベースバンド信号の実数部に所定の余弦及び正弦信号を順次交互に乗算する第1の乗算器と、

上記複素ベースバンド信号の虚数部に所定の正弦及び余弦信号を順次交互に乗算する第2の乗算器と、

上記第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、

上記第2の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、

上記第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、

この第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、上記第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、

上記第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とするAFC回路。

【請求項5】 PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するAFC回路であって、

所定の余弦信号を上記複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部に順次交互に乗算する第1の乗算器と、

所定の正弦信号を上記複素ベースバンド信号の虚数部及び実数部に順次交互に乗算する第2の乗算器と、

上記第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、

上記第2の乗算器の出力とP N信号との相関演算を行う第2の相関器と、

上記第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、

この第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、上記第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、

上記第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、

を有することを特徴とするA F C回路。

【請求項6】 P N信号によりスペクトル拡散された受信S S信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信S S信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するA F C回路であって、

所定の余弦信号を乗算したP N信号と上記複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部との相関演算を順次交互に行う第1の相関器と、

所定の正弦信号を乗算したP N信号と上記複素ベースバンド信号の虚数部及び実数部との相関演算を順次交互に乘算する第2の相関器と、

上記第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、

この第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、上記第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、

上記第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、

を有することを特徴とするA F C回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、拡散信号を利用した直接拡散スペクトル拡散(D S / S S)における準同期検波回路における局部搬送波の周波数オフセットを補正するための準同期検波回路用のA F C回路に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、移動体通信の分野において、直接拡散スペクトル拡散(D S / S S)通信による符号分割多元接続(C D M A)方式が注目されている。そして、移動体通信においては、移動体の走行等に伴いフェーシングが必然的に発生する。そこで、移動体通信にD S / S S通信を適用する場合、受信機において搬送波再生を行うより、準同期手検波を行う方が信号処理が容易になると考えられる。

【0003】この準同期検波を行う場合、局部搬送波に周波数オフセットが存在すると、検波信号が誤差の大き

なものとなり、スペクトル逆拡散後の信号における誤り率特性に劣化が生じる。従って、局部搬送波の周波数を制御することなどによって、周波数オフセットの影響を排除するA F C回路が必要となる。

【0004】ここで、図10に基づいて、準同期検波を行うD S / S S通信用受信機の概略構成について説明する。受信S S信号は、2つの混合器10a、10bに入力され、ここで、局部発振器12から供給される局部搬送波と混合される。なお、混合器10bへの局部搬送波導入経路には、 $\pi/2$ 移相器が設けられているため、2つの混合器10a、10bからの出力信号は、 $\pi/2$ ずれた(直交した)ものとなっている。また、局部発振器12の発振周波数は、通信に利用されている電波の周波数に合せておく。

【0005】そして、混合器10a、10bからの信号はローパスフィルタ16a、16b A/D変換器18a、18bを通り複素ベースバンド信号として出力される。そして、この複素ベースバンド信号は複素相関器20において送信側でスペクトル拡散に用いた擬似雑音(P N)信号との相関が計算され、複素相関信号が出力される。そして、この複素相関信号を送信側の一次変調方式に合わせて復調し、復調データを得る。

【0006】このような準同期検波を行うD S / S S通信用受信機における局部搬送波の周波数オフセットの影響について説明する。ここで、この通信における一次変調は、B P S Kを用いるものとする(実際には、Q P S K等も用いられる)。また、スペクトル拡散に用いるP N信号の繰返し周期をMチップ、チップ周期をT_cとし、m(m=1, ..., M)番目のP N信号の値をu_m(-1または1から構成される)とする。更に、データのシンボル周期(P N信号の1周期に対応する)をT_d(=M T_c)とし、時刻n T_d(nは整数)における送信データの値をa_n(-1または1から構成される)とし、送信搬送波の周波数をω_cとする。

【0007】このような条件において、受信機は、時刻n T_d+m T_cに、a_n u_m cos [ω_c (n T_d + m T_c)]なる値の受信S S信号を受信する。この受信S S信号を混合器10a、10b、ローパスフィルタ16a、16bにより準同期検波し、A/D変換器18a、18bにおいてA/D変換し、複素ベースバンド信号を得る。なお、簡単のため、A/D変換器18a、18bのサンプリング周期は、チップ周期T_cに等しいものとし、量子化誤差はないものとする。

【0008】ここで、準同期検波に用いる局部搬送波の角周波数が、送信搬送波の角周波数ω_cに対して△ωだけ周波数がオフセットしていたとする。また、その初期位相がφであったとする。この条件において、時刻n T_d+m T_c=(nM+m) T_cにおける複素ベースバンド信号の値r_{nM+m}は、次式で与えられる。r_{nM+m}=a_n u_m exp[-j{△ω(nM+m) T_c + φ}] (1-)

1) この複素ベースバンド信号を複素相関器に入力すると、複素ベースバンド信号とP N信号との相関係数である

$$\begin{aligned}
 c_n &= \sum_{m=1}^M u_m r_{nM+m} \\
 &= a_n \exp[-j\{\Delta\omega(nM+1)T_c + \phi\}] \\
 &\quad [1 - \exp[-j\Delta\omega M T_c]] / [1 - \exp[-j\Delta\omega T_c]] \\
 &= a_n \exp[-j\{\Delta\omega [(2n+1)M+1]T_c / 2 + \phi\}] \\
 &\quad \sin[\Delta\omega M T_c / 2] / \sin[\Delta\omega T_c / 2]
 \end{aligned} \tag{1-2}$$

これより、周波数オフセット $\Delta\omega$ に起因する複素相関信号の位相回転量は、1シンボル間(T_d の間)に、 $\Delta\omega M T_c$ ($= \Delta\omega T_d$)であることがわかる。

$$c_{n0} = a_n M \exp[-j\phi]$$

となる。従って、周波数オフセット $\Delta\omega$ により、複素相関信号のエネルギーは、次式で与えられる ρ 倍に減少す

$$\rho = |c_n / c_{n0}|^2$$

$$= \{\sin[\Delta\omega M T_c / 2] / (M \sin[\Delta\omega T_c / 2])\}^2 \tag{1-3}$$

図11に、 $M=127$ の場合の1シンボル間の位相回転量 $|\Delta\omega T_d|$ とエネルギー減少率 ρ の関係を示す。これより、 $|\Delta\omega T_d| \geq 2\pi$ の場合は、相関信号のエネルギーがほとんど失われてしまう。そこで、DS/SS通信方式においては周波数オフセットの補償を行うことが必要であり、このためにAFC回路が適用される。

【0010】図12に、AFC回路を設けた準同期検波回路を示す。この例では、局部搬送波を出力する局部発振器12をVCOで構成し、これを誤差信号生成回路30によって生成した誤差信号によって制御する。なお、ゲイン α を乗算する乗算器32、この出力を積分する積分器34、積分器の出力をアナログ信号に変換するD/A変換器36によって、誤差信号に応じた周波数の制御を可能としている。

【0011】すなわち、複素相関信号の状態から、誤差信号生成回路30が受信SS信号と局部発振器12からの局部搬送波の周波数オフセットを検出す。そして、これを周波数オフセットに対応した大きさを持つ誤差信

$$r_{pnM+m} = a_n u_m \exp[-j\{(\Delta\omega + \omega_0) T_c + \phi\}]$$

$$r_{nnM+m} = a_n u_m \exp[-j\{(\Delta\omega - \omega_0) T_c + \phi\}] \tag{1-5}$$

この正偏差及び負偏差ベースバンド信号をそれぞれ複素相関器44a、44bに入力し、PN信号との相関演算を行い、正偏差相関信号及び負偏差相関信号を得る。シンボル周期 T_d 毎に得られる送信データ a_n に対する正

$$\begin{aligned}
 c_{pn} &= a_n \exp[-j\{(\Delta\omega + \omega_0) B_n T_c / 2 + \phi\}] \cdot \\
 &\quad \sin[(\Delta\omega + \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega + \omega_0) T_c / 2] \\
 c_{nn} &= a_n \exp[-j\{(\Delta\omega - \omega_0) B_n T_c / 2 + \phi\}] \cdot \\
 &\quad \sin[(\Delta\omega - \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega - \omega_0) T_c / 2]
 \end{aligned} \tag{1-6}$$

$$B_n = (2n+1)M+1$$

更に、正偏差及び負偏差相関信号を絶対値2乗演算器46a、46bに入力し、入力信号の絶対値をそれぞれ2乗して正偏差誤差信号及び負偏差誤差信号を得る。この2つの誤差信号の値は、周波数オフセット $\Delta\omega$ が存在し

る複素相関信号が得られる。この複素相関信号の値 c_n は、送信データ a_n に対応しており、次式で表される。

【0009】ここで、周波数オフセットがない(すなわち、 $\Delta\omega=0$)場合には、複素相関信号の値 c_{n0} は、

$$(1-3)$$

ことになる。

号として出力する。そこで、これに対し適当なゲインをかけ積分器34において平均化を行い、D/A変換器36においてアナログの信号に変更している。そして、局部発振器12を電圧制御発振器(VCO)で構成することにより、誤差に応じた電圧信号によって、局部発振器12の発振周波数を変更することができ、局部搬送波の周波数を受信SS信号の周波数に一致させることができる。

【0012】ここで、誤差信号生成回路30の構成について図13に基づいて説明する。準同期回路から出力されるベースバンド信号は、乗算器40a、40bに入力され、ここで、 $\exp(-j\omega_0 t)$ 及び $\exp(j\omega_0 t)$ がそれぞれ乗算され、正の周波数偏差 ω_0 ($\omega_0 > 0$)と、負の周波数偏差 $-\omega_0$ が与えられ、正偏差ベースバンド信号及び負偏差ベースバンド信号が得られる。ここで、時刻 $(nM+n)T_c$ における正偏差及び負偏差ベースバンド信号の値をそれぞれ r_{pnM+n} 及び r_{nnM+n} とすると、次の関係式が成立する。

$$r_{pnM+n} = a_n u_m \exp[-j\{(\Delta\omega + \omega_0) B_n T_c / 2 + \phi\}] \tag{1-5}$$

偏差及び負偏差信号の値をそれぞれ c_{pn} 、 c_{nn} とする
と、上述の式よりこれらの偏差相関信号の値 c_{pn} 、 c_{nn}
は次式で与えられる。

ない場合には等しくなるが、 $\Delta\omega$ が存在する場合にはこれに応じて両者の値に差が生じる。そこで、これら2つの誤差信号の差を減算器48によって求め、シンボル周期 T_d 毎にその値をラッチ回路50でラッチすることに

より誤差信号を得る。すなわち、送信データ a_n に対する

$$\begin{aligned} e_n &= |c_{pn}|^2 - |c_{nn}|^2 \\ &= \{\sin[(\Delta\omega + \omega_0)MT_c/2]/(\sin[(\Delta\omega + \omega_0)T_c/2])\}^2 \\ &\quad - \{\sin[(\Delta\omega - \omega_0)MT_c/2]/(\sin[(\Delta\omega - \omega_0)T_c/2])\}^2 \end{aligned} \quad (1-7)$$

この誤差信号 e_n は、図15に示すような特性を示す。ここで、この図は、 $M=127$ 、 $\omega_0 = \pi/T_d$ とした場合の図である。一般に、周波数偏差 ω_0 の値を $0 < \omega_0 \leq 2\pi/T_d$ の範囲内に設定すれば、誤差信号 e_n は周波数偏差 $\Delta\omega$ に応じた値を示す。そこで、このような誤差信号に応じて局部搬送波の周波数を変更することにより、受信SS信号の周波数に局部搬送波の周波数を合致させることができる。このように、従来の AFC 回路によって、準同期回路における局部搬送波の周波数を受信SS信号の周波数に合致するようフィードバック制御することができ、好適な複素ベースバンド信号を得ることができる。図15に示したように、周波数オフセットにより、相関信号エネルギーが減少するが、上述のような AFC 回路を設けることにより、周波数オフセットを最低限に減少でき、相関信号のエネルギーを大きくすることができ、正しい信号の復調を行うことができる。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】 上述のように、従来の AFC 回路により、周波数オフセットを減少することができる。ところが、従来の回路においては、演算のほとんどが複素演算である。この複素演算を行う演算器を実際の回路においては実数演算素子により構成する必要がある。そして、このような回路においては、演算素子が非常に多く必要とされ、誤差信号生成回路のハードウェアが複雑かつ大規模になってしまいうとい問題点があった。すなわち、上述の誤差信号生成回路を実数演算素子により構成したものを図14に示す。図から明らかのように、乗算器40a、40b、絶対値2乗演算器46a、46bは、それぞれ実数部Re及び虚数部Imの両方についての演算を行わなければならないため、多数の乗算器及び加算器を必要とする。すなわち乗算器40aにおいては、複素ベースバンド信号の実数部に対し $c \cos \omega_0 T$ を乗算する乗算器52a、 $-\sin \omega_0 T$ を乗算する乗算器54a、複素ベースバンド信号の虚数部に対し、 $\cos \omega_0 T$ を乗算する乗算器56a、 $-\sin \omega_0 T$ を乗算する乗算器58aと、加算器60a、62aを必要とする。また、絶対値2乗和演算器46aにおいては、実数部及び虚数部の2乗を計算するための乗算器64a、66aと、加算器68aを必要とする。また、乗算器40b、絶対値2乗和演算器46bについても同様である。

【0014】 本発明は上記課題に鑑みなされたものであり、回路が簡略化された準同期検波用のAFC回路を提供することを目的とする。

【0015】

る誤差信号 e_n は次式で与えられる。

【課題を解決するための手段】 本発明は、PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットを補正する準同期検波回路用AFC回路であって、複素ベースバンド信号の実数部と所定の余弦信号を乗算する第1乗算器と、この第1乗算器からの出力とPN信号の相関をとる第1相関器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の余弦信号を乗算する第2乗算器と、この第2乗算器からの出力とPN信号の相関をとる第2相関器と、複素ベースバンド信号の実数部と所定の正弦信号を乗算する第3乗算器と、この第3乗算器からの出力とPN信号の相関をとる第3相関器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の正弦信号を乗算する第4乗算器と、この第4乗算器からの出力とPN信号の相関をとる第4相関器と、第1及び第4相関器の出力を乗算する第5乗算器と、第2及び第3相関器の出力を乗算する第6乗算器と、第5乗算器の出力から第6乗算器の出力の減算を行う減算器と、この加算回路の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットを補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0016】 また、複素ベースバンド信号の実数部と所定の余弦信号を乗算したPN信号との相関をとる第1相関器と、複素ベースバンド信号の虚数部と所定の余弦信号を乗算したPN信号との相関をとる第2相関器と、複素ベースバンド信号の実数部と所定の正弦信号を乗算したPN信号の相関をとる第3相関器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の正弦信号を乗算したPN信号の相関をとる第4相関器と、第1及び第4相関器の出力を乗算する第1乗算器と、第2及び第3相関器の出力を乗算する第2乗算器と、第1乗算器の出力から第2乗算器の出力の減算を行う減算器と、この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットを補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0017】 また、PN信号の周期に同期して、複素ベースバンド信号を正負方向に順次交互に位相シフトさせる位相シフト手段と、この位相シフト手段から出力される順次反対方向に位相シフトされた信号について順次PN信号との相関をとる相関器と、この相関器から出力される正方向位相シフト信号についての相関信号と、負方向位相シフト信号についての相関信号との差をとる減算器と、この減算器の出力信号に応じて、基準周波数信号の周波数オフセットを補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0018】 また、複素ベースバンド信号の実数部に所

定の余弦及び正弦信号を順次交互に乗算する第1の乗算器と、複素ベースバンド信号の虚数部に所定の正弦及び余弦信号を順次交互に乗算する第2の乗算器と、第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、第2の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、この第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0019】また、所定の余弦信号を複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部に順次交互に乗算する第1の乗算器と、所定の正弦信号を上記複素ベースバンド信号の虚数部及び実数部に順次交互に乗算する第2の乗算器と、第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、第2の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0020】また、所定の余弦信号を乗算したPN信号と上記複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部との相関演算を順次交互に行う第1の相関器と、所定の正弦信号を乗算したPN信号と上記複素ベースバンド信号の虚数部及び実数部との相関演算を順次交互に乗算する第2の相関器と、第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0021】

【作用】このように、本発明では、複素演算ベースバンド信号に対する位相シフト及びその後のPN信号の複素相関をそのまま行わず、異なる手法で同様の演算を達成する。すなわち、第1～第4の乗算器において、信号に所定の余弦及び正弦信号を乗算し、これらについてのPN信号との相関をとった後、第5、第6の乗算器でそれらの相関信号を乗算し、更にこれを減算することによって、誤差信号を得ている。従って、複素演算を行うのに比べ、乗算器及び加算器を大幅に減少することができ

る。

【0022】また、相関器において、PN信号と入力信号の相関を演算するのではなく、PN信号に所定の余弦及び正弦信号を乗算したものと入力信号の相関を演算する。これによって、所定の余弦及び正弦信号を乗算する乗算器が省略可能となる。

【0023】更に、相関器を時分割使用することにより、相関器の数も減少可能となる。

【0024】

【実施例】以下、本発明の実施例について、図面に基づいて説明する。

【0025】実施例1-1

図1は、実施例1-1の全体構成を示すブロック図であり、受信SS信号に位相が $\pi/2$ だけ異なる局部搬送波をそれぞれ乗算する乗算器102a、102bと、局部搬送波を出力する局部発振器104と、局部発振器からの局部搬送波の位相を $\pi/2$ だけシフトさせる移相器106と、乗算器102a、102bからの出力信号からイメージ周波数成分を除去するためのローパスフィルタ108a、108bと、ローパスフィルタからの出力をデジタル信号に変換するA/D変換器110a、110bとを有しており、これによって従来例と同様に複素ベースバンド信号を得る。

【0026】そして、本実施例においては、誤差信号生成回路120を有している。すなわち、複素ベースバンド信号の実数部が入力される乗算器132、134と、複素ベースバンド信号の虚数部が入力される乗算器136とが設けられ、乗算器132、136には $\cos(\omega_0 t)$ が供給されこれらの乗算が行われ、乗算器134、138には $\sin(\omega_0 t)$ が供給されこれらの乗算が行われる。そして、乗算器132、138の出力は、それぞれ相関器140、142に入力され、ここからの相関信号が乗算器144に供給される。一方、乗算器136、134の出力は、それぞれ相関器146、148に入力され、ここからの相関信号が乗算器150に入力される。そして、乗算器144の出力と乗算器150の出力は減算器152に入力され、ここにおいて乗算器144の出力から乗算器150の出力の減算が行われ、ラッチ回路154に入力される。このように、本実施例においては $\cos \omega_0 t$ と $\sin \omega_0 t$ という周波数シフトのための余弦及び正弦信号を利用し、入力される複素ベースバンド信号を実数部と虚数部に分けて演算している。そして、これにより乗算器の個数を減少して従来例と同様の演算処理を行うことができる。

【0027】すなわち、従来の回路においては、実数乗算器12個、実数加算器7個を必要としたが、本実施例の回路においては実数乗算器6個、実数加算器1個で良い。そして、このようにして得られた誤差信号は、従来例と同様に乗算器156、積分器158、D/A変換器160を介し局部発振器104に供給され、局部発振器

104が誤差信号に応じた周波数のフィードバック制御を行う。従って、この実施例において従来例と同様の周波数オフセットによる影響の除去を達成できる。

【0028】次に、この回路の動作について、式を用いて説明する。ここで、最初に $\cos(\omega_0 t)$ 、 $\sin(\omega_0$

$$\begin{aligned} e_n &= |c_{pn}|^2 - |c_{nn}|^2 \\ &= (\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]) (\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}]) \\ &\quad + (\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]) (\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}]) \end{aligned} \quad (2-1)$$

一方、 c_{pn} 、 c_{nn} は次式で表される。

$$c_{pn} = \sum_{n=1}^N u_n r_{n+n} \exp[-j(nM+m)\omega_0 T_c] \quad (2-2)$$

$$c_{nn} = \sum_{n=1}^N u_n r_{n+n} \exp[j(nM+m)\omega_0 T_c] \quad (2-2)$$

式(1-1)及び(2-2)より次式が得られる。

$$\operatorname{Re}[c_{pn}] = a_n \sum_{n=1}^N \cos[(\Delta\omega + \omega_0)(nM+m)T_c + \phi] \quad (2-3)$$

$$\operatorname{Im}[c_{pn}] = -a_n \sum_{n=1}^N \sin[(\Delta\omega + \omega_0)(nM+m)T_c + \phi] \quad (2-3)$$

$$\operatorname{Re}[c_{nn}] = a_n \sum_{n=1}^N \cos[(\Delta\omega - \omega_0)(nM+m)T_c + \phi] \quad (2-3)$$

$$\operatorname{Im}[c_{nn}] = -a_n \sum_{n=1}^N \sin[(\Delta\omega - \omega_0)(nM+m)T_c + \phi] \quad (2-3)$$

(2-3)

更に、式(1-1)及び(2-3)より次式が得られる。

t)を乗算することによって、上述の例における複素演算と同様の演算が行えることについて説明する。まず、正偏差相関信号 c_{pn} 及び負偏差相関信号 c_{nn} を、それぞれ実数成分と虚数成分に分解すると、誤差信号 e_n は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 & \operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}] \\
 &= 2a_n \sum_{m=1}^M \cos[\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi] \cos[\omega_0(nM+m)T_c] \\
 &= 2 \sum_{m=1}^M u_n \operatorname{Re}[r_{nM+m}] \cos[\omega_0(nM+m)T_c] \\
 & \operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}] \\
 &= -2a_n \sum_{m=1}^M \sin[\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi] \sin[\omega_0(nM+m)T_c] \\
 &= 2 \sum_{m=1}^M u_n \operatorname{Im}[r_{nM+m}] \sin[\omega_0(nM+m)T_c] \\
 & \operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}] \\
 &= -2a_n \sum_{m=1}^M \sin[\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi] \cos[\omega_0(nM+m)T_c] \\
 &= 2 \sum_{m=1}^M u_n \operatorname{Im}[r_{nM+m}] \cos[\omega_0(nM+m)T_c] \\
 & \operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}] \\
 &= -2a_n \sum_{m=1}^M \cos[\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi] \sin[\omega_0(nM+m)T_c] \\
 &= -2 \sum_{m=1}^M u_n \operatorname{Re}[r_{nM+m}] \sin[\omega_0(nM+m)T_c]
 \end{aligned}$$

(2-4)

この式(2-4)より、

① $\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]$ は複素ベースバンド信号の実数成分(すなわち、準同期検波の同相成分)に $\cos(\omega_0 t)$ を乗じた信号と PN 信号との相関値の 2 倍に等しい。

【0030】② $\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}]$ は複素ベースバンド信号の虚数成分(すなわち、準同期検波の直交成分)に $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と PN 信号との相関値の 2 倍に等しい。

【0031】③ $\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]$ は複素ベースバンド信号の虚数成分に $\cos(\omega_0 t)$ を乗じた信号と PN 信号との相関値の 2 倍に等しい。

【0032】④ $\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}]$ は複素ベースバンド信号の実数成分に $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と PN 信号との相関値の -2 倍に等しい。

【0033】ことがわかる。

【0034】従って、相関器 140において、 $\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]$ の $1/2$ が得られ、相関器 142において $\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}]$ の $1/2$ が得られるため、乗算器 144において $(\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]) / (\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}])$ の $1/4$ が得られる。

【0035】一方、相関器 146において、 $\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]$ の $1/2$ が得られ、相関器 148において $\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}]$ の $-1/2$ が得られるため、乗算器 150において $(\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]) / (\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}])$ の $-1/4$ が得れる。

【0036】そこで、減算器 152において乗算器 144の出力から乗算器 150の出力を減算することにより、誤差信号 e_n の $1/4$ が得られることになる。

【0037】実施例 1-2

次に、図 1 に示した回路の局部搬送波の制御機構の変形例を図 2 に示す。この例においては、準同期検波の局部搬送波の周波数を制御するのではなく、複素ベースバンド信号に位相回転を施すことにより、周波数オフセットの影響を補償している。このために、ゲイン α を乗算する乗算器 156 の出力は加算器 162 に入力される。この加算器 162 には、この加算器の出力信号が 1 シンボル周期 T_d だけ遅延する遅延回路 164 を介しフィードバックされている。そして、この出力信号は加算器 166 に入力されている。そして、この加算器 164 の出力は 1 チップ周期だけ遅延する遅延回路 168 を介しフィードバックされる。そして、この加算器 164 の出力で

ある補償位相は、複素演算器170を介し複素ベースバンド信号との乗算を行う乗算器172に入力される。そこで、複素ベースバンド信号は、乗算器172により、複素演算器170から供給される位相分だけ回転される。

【0038】次に、この方式により、周波数オフセットの補償が行われることを数式を用いて説明する。この実

$$\Omega_n = \alpha e_n + \Omega_{n-1}$$

更に、加算器166及び T_c 遅延回路168において、この補償（角）周波数 Ω_n をチップ周期 T_c ごとに巡回

$$\theta_{nM+m} = \Omega_n + \theta_{nM+m-1} \pmod{2\pi}$$

複素ベースバンド信号 r_{nM+m} に θ_{nM+m} なる位相回転を施すことにより周波数オフセットの影響を補償したベース

$$z_{nM+m} = r_{nM+m} \exp[-j\theta_{nM+m}]$$

誤差信号をこの補償後のベースバンド信号 z_{nM+m} から生成することにより、AFCループが形成される。この方式では、AFCループが全てベースバンドのデジタル信号処理により形成されるため、調整が容易である。

【0041】実施例1-3

ところで、図13の従来例装置では、正及び負の周波数偏差を与える信号を $\exp[-j\omega_0 t]$ 及び $\exp[j\omega_0 t]$ としている。これらの信号に任意の定常位相 ψ_x 及び ψ_y が存在する場合、すなわち $\exp[-j(\omega_0 t -$

$$c_{pn} = \sum_{m=1}^M u_m r_{nM+m} \exp[-j\omega_0 T_c]$$

$$c_{nn} = \sum_{m=1}^M u_m r_{nM+m} \exp[j\omega_0 T_c]$$

となる。

$$\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]$$

$$= 2 \sum_{m=1}^M u_m \cos[\omega_0 m T_c] \operatorname{Re}[r_{nM+m}]$$

$$\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}]$$

$$= 2 \sum_{m=1}^M u_m \sin[\omega_0 m T_c] \operatorname{Im}[r_{nM+m}]$$

$$\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]$$

$$= 2 \sum_{m=1}^M u_m \cos[\omega_0 m T_c] \operatorname{Im}[r_{nM+m}]$$

$$\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}]$$

$$= -2 \sum_{m=1}^M u_m \sin[\omega_0 m T_c] \operatorname{Re}[r_{nM+m}]$$

(4-1)

【0043】これより、式(2-4)は

施例では、方式では、乗算器156において誤差信号 e_n にゲイン α を乗じた後に、加算器162及び T_d 遅延回路164においてシンボル周期 T_d ごとに巡回加算（積分）することにより、時刻 nT_d における補償（角）周波数 Ω_n を得る。

【0039】すなわち、

(3-1)

加算（積分）することにより、時刻 $nT_d + mT_c = (nM+m)T_c$ における補償位相 θ_{nM+m} を得る。
(3-2)

バンド信号 z_{nM+m} を得る。

【0040】すなわち、

(3-3)

ψ_x] 及び $\exp[j(\omega_0 t + \psi_y)]$ である場合も、同一の誤差信号 e_n が得られることは明らかである。

【0042】より詳しく言えば、時刻 $nT_d < t \leq (n+1)T_d$ の間で ψ_x 及び ψ_y の値が一定ならば、シンボル間隔 T_d ごとに ψ_x 及び ψ_y の値が変化しても誤差信号 e_n の値には影響しない。このとき、時刻 $nT_d < t \leq (n+1)T_d$ の間における ψ_x 及び ψ_y の値がそれぞれ $nM\omega_0 T_c$ 及び $-nM\omega_0 T_c$ であるものとすると、式(2-2)は

(4-2)

① $\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]$ はPN信号に $\cos(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の実数成分（すなわ

となる。

【0044】そして、この式(4-2)は、

ち、準同期検波の同相成分)との相関値の2倍に等しい。

【0045】② $\text{Re}[c_{pn}] - \text{Re}[c_{nn}]$ はPN信号に $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の虚数成分(すなわち、準同期検波の直交成分)との相関値の2倍に等しい。

【0046】③ $\text{Im}[c_{pn}] + \text{Im}[c_{nn}]$ はPN信号に $\cos(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の虚数成分との相関値の2倍に等しい。

【0047】④ $\text{Im}[c_{pn}] - \text{Im}[c_{nn}]$ はPN信号に $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の実数成分との相関値の-2倍に等しい。

【0048】ことを示している。更に、式(2-1)はこれらの相関値からAFC誤差信号を生成できることを示している。

【0049】そこで、図3に示すように、図1、2において設けられている $\cos(\omega_0 t)$ 及び $\sin(\omega_0 t)$ を複素ベースバンド信号の実数及び虚数成分に乘じる乗算器132、134、136、138を省略する。そして、相関器180、182、184、186に、参照系列として、 $\{u_m \cos(\omega_0 m T_c)\}$ 及び $\{u_m \sin(\omega_0 m T_c)\}$ なる系列を格納する。これによって、これら相関器において、PN信号に $\cos(\omega_0 t)$ 及び $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の実数及び虚数成分との相関演算を行うことができ、これにより図1、2と同様の誤差信号 e_n を得ることができる。

【0050】実施例1-4

図4に示したのは、図2と同様に、複素ベースバンド信

$$F(t) = \{\exp[-j\omega_0 t], \exp[j\omega_0 t]\}$$

と乗算され、次いで複素相関器306に入力されてPN信号との相関演算が行われる。

【0055】得られた相関信号は絶対値二乗回路308においてその絶対値が二乗され、更に2つに分岐してそれぞれラッチ310、312に入力する。第1のラッチ310は、時刻 $2kT_d$ に入力信号をラッチし、第2のラッチ312は時刻 $(2k+1)T_d$ に入力信号をラッチする。

【0056】このような信号処理により、第1のラッチ310からは $\exp[-j\omega_0 t]$ が乗算された正偏差誤差信号が出力され、第2のラッチ312からは $\exp[j\omega_0 t]$ が乗算された負偏差誤差信号が出力される。従って、減算器314により第1のラッチ310の出力から第2のラッチ312の出力を減じることにより、誤差信号 e_n が得られる。

【0057】次に、図6に、図5の誤差信号生成回路を実数演算素子により回路を構成した例を示す。

【0058】このように、複素ベースバンド信号を実数部と虚数部に分けて演算が実行される。すなわち、 $\exp[-j\omega_0 t]$ 、 $\exp[j\omega_0 t]$ をシンボル周期ごとに切

号に対し、位相回転を施し、周波数オフセットの解消を行うものである。

【0051】実施例2-1

上述の図1～4の誤差信号生成回路は、その回路構成が、大幅に簡略化されているが、必要となる相関器の数は従来例と同一である。ところで、相関器を時分割で使用すればAFCの誤差信号生成回路の相関器を半減することが可能である。

【0052】図5に従来の誤差信号生成回路に相関器の時分割使用を適用した場合の構成を示す。

【0053】このように、本実施例では、複素ベースバンド信号と $\exp[-j\omega_0 t]$ または $\exp[j\omega_0 t]$ を乗算する乗算器300と、この乗算器300に $\exp[-j\omega_0 t]$ または $\exp[j\omega_0 t]$ を切り替え供給するスイッチ302と、 $\exp[j\omega_0 t]$ の共役複素数 $\exp[-j\omega_0 t]$ を得る演算器304と、乗算器300からの出力とPN信号との複素相関を計算する複素相関器306と、入力複素信号の絶対値の二乗を計算する絶対値自乗回路308と、奇数(odd)タイミングで絶対値二乗和回路の出力をラッチする第1のラッチ回路310と偶数(even)タイミングでラッチする第2のラッチ回路312と、第1のラッチ回路310の出力から第2のラッチ回路312の出力を減算する減算器314からなっている。

【0054】次に、この回路の動作について説明する。入力された複素ベースバンド信号は、乗算器300において、シンボル間隔 T_d ごとに切り替わる信号 $F(t)$

$$((2k-1)T_d < t \leq 2kT_d), \\ (2kT_d < t \leq (2k+1)T_d)$$

り替える操作は、 $\cos(\omega_0 t) + j\sin(\omega_0 t)$ と $\cos(\omega_0 t) - j\sin(\omega_0 t)$ をシンボル周期ごとに切り替えて得ることになる。そして、実数部と虚数部の相関を308a、308bにおいてそれぞれ計算した後、それらの相関の二乗和をとることにより、複素相関信号の絶対値の二乗和を得ることになる。

【0059】実施例2-2

図7には、図1に相関器の時分割使用を適用した場合の誤差信号生成回路の一例を示す。この例では、乗算器320は複素ベースバンド信号の実数部に対し、 $\cos(\omega_0 t)$ と $\sin(\omega_0 t)$ を1シンボル周期ごとに交互に乗算する。一方、乗算器322は虚数部に対し $\sin(\omega_0 t)$ と $\cos(\omega_0 t)$ を1シンボル周期ごとに交互に乗算する。

【0060】すなわち、本実施例では、複素ベースバンド信号の実部及び虚部に、 $\cos(\omega_0 t)$ と $\sin(\omega_0 t)$ をシンボル間隔 T_d ごとに交互に切り替えて得られる下記の信号X(t)及びY(t)をそれぞれ乗算している。

$$X(t) = \begin{cases} \cos(\omega_0 t) & ((2k-1)T_d < t \leq 2kT_d), \\ \sin(\omega_0 t) & (2kT_d < t \leq (2k+1)T_d) \end{cases}$$

$$Y(t) = \begin{cases} \sin(\omega_0 t) & ((2k-1)T_d < t \leq 2kT_d), \\ \cos(\omega_0 t) & (2kT_d < t \leq (2k+1)T_d) \end{cases}$$

そして、それぞれの乗算器320、322からの出力を相関器324、326でそれぞれP/N信号と相関を取り、これらを乗算器328で乗算する。これにより、この乗算器328において、図1において乗算器144、150によって行われる乗算が1シンボル周期ごとに交互に行われる。従って、実施例2-1と同様にこれらの乗算結果を第1及び第2のラッチ330、332により相互に1シンボル周期ずれたタイミングで2シンボル周期ごとにラッチし、減算器334により第1のラッチ330の出力から第2のラッチ332の出力を減じることにより誤差信号e_nを得ることができる。

【0061】実施例2-3

図8に、図1に相関器の時分割使用を適用した場合の誤差信号生成回路のもう一つの実施例を示す。この例においては、乗算器320は複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部をシンボル間隔T_dごとに交互に切り替えて得られる下記の信号P(t)にcos(ω_0 t)を乗算する。同様に、乗算器322は複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部をシンボル間隔T_dごとに交互に切り替えて得られる下記の信号Q(t)にsin(ω_0 t)を乗算する。

$$P(t) = \{\text{複素ベースバンド信号の実数部}((2k-1)T_d < t \leq 2kT_d), \text{複素ベースバンド信号の虚数部}(2kT_d < t \leq (2k+1)T_d)\}$$

$$Q(t) = \{\text{複素ベースバンド信号の実数部}((2k-1)T_d < t \leq 2kT_d), \text{複素ベースバンド信号の虚数部}(2kT_d < t \leq (2k+1)T_d)\}$$

これ以降の信号処理は図7と同一である。これにより、乗算器328は図1において乗算器144及び150によって行われる乗算を1シンボル周期ごとに交互に行うことになる。従って、乗算器328の出力は図7と全く同一となり、減算器334から出力される誤差信号e_nも図7と同一のものとなる。

【0062】実施例2-4

また、図9に、図3に相関器の時分割使用を適用した場合の誤差信号生成回路の実施例を示す。この例においては、参照系列として{u_m cos(ω_0 m T_c)}を格納した相関器340に上記の信号P(t)を入力し、同様に参照系列として{u_m cos(ω_0 m T_c)}を格納した相関器342に上記の信号Q(t)を入力する。相関器340及び342の出力は乗算器344により乗算される。これにより、乗算器344は図3において乗算器144及び150によって行われる乗算を1シンボル周期ごとに交互に行うことになる。従って、実施例2-2と同様に、乗算器344の出力を第1及び第2のラッチ346、348によって相互に1シンボル周期ずらしたタイ

ミングで2シンボル周期ごとにラッチし、減算器350により第1のラッチ346の出力から第2のラッチ348の出力を減算することにより、誤差信号e_nを得ることができる。

【0063】

【発明の効果】以上説明したように、本発明に係る準同期検波回路用AFC回路によれば、実数演算により誤差信号を生成するようにしたため、乗算器、加算器の数が減少し、回路構成を大幅に簡略化することができる。また、相関器において、位相シフトのための所定の余弦及び正弦信号を乗算したP/N信号と、入力信号との相関をとることにより乗算器を省略できる。更に、相関器時分割使用することによって、相関器の数も減少することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施例1-1の全体構成を示すブロック図である。

【図2】実施例1-2の全体構成を示すブロック図である。

【図3】実施例1-3の全体構成を示すブロック図である。

【図4】実施例1-4の全体構成を示すブロック図である。

【図5】実施例2-1の誤差信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図6】実施例2-1の誤差信号生成回路の実数演算素子による構成を示すブロック図である。

【図7】実施例2-2の誤差信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図8】実施例2-3の誤差信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図9】実施例2-4の誤差信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図10】従来の準同期検波を行うDSS/SST通信用受信機の全体構成を示すブロック図である。

【図11】周波数オフセットによる相関信号エネルギーの減少を示す特性図である。

【図12】AFC回路の全体構成例を示すブロック図である。

【図13】従来の相関器を用いる誤差信号生成回路の原理を示すブロックである。

【図14】図13の回路を実数演算素子により構成した例を示すブロック図である。

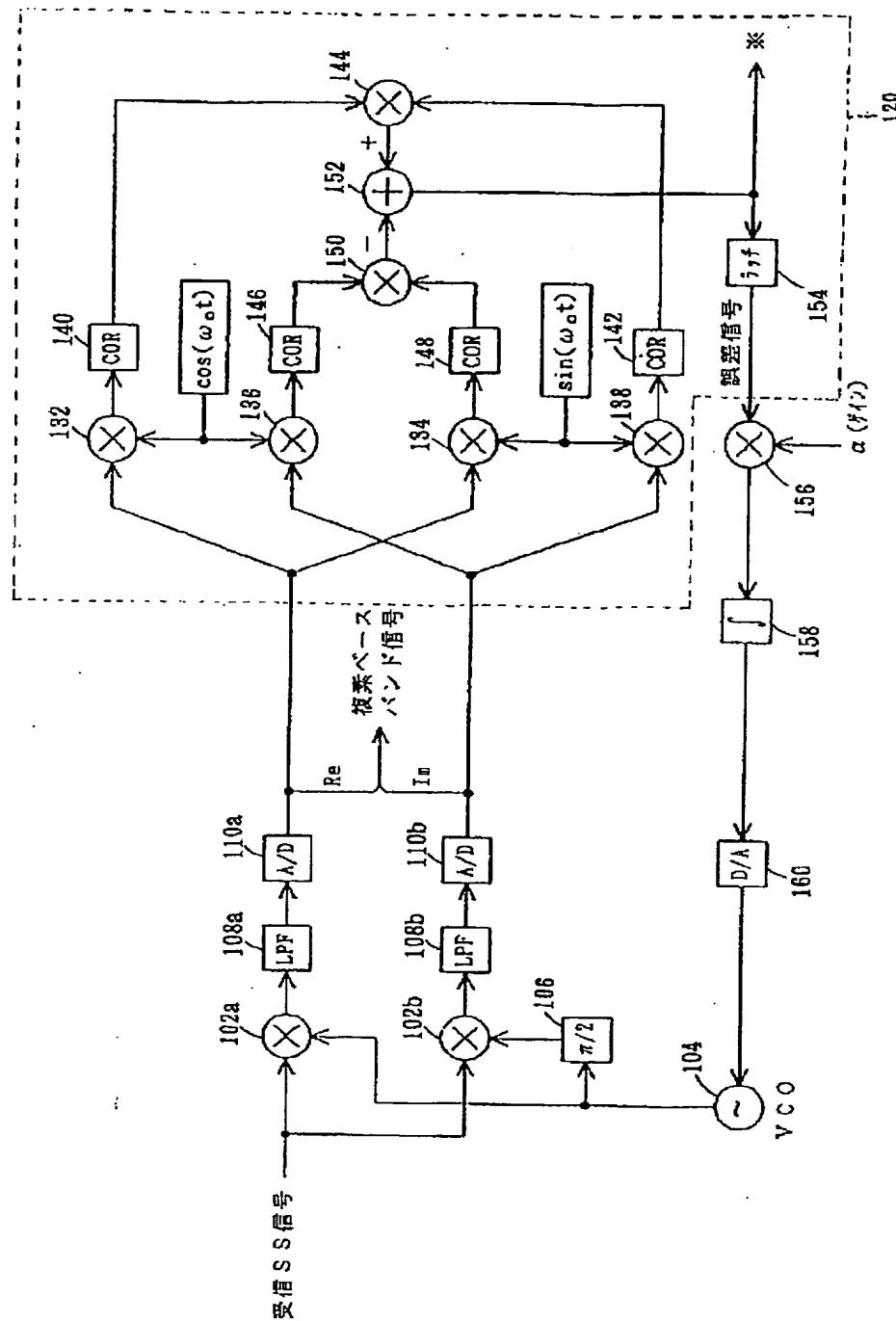
【図15】AFC誤差信号の特性を示す特性図である。

【符号の説明】

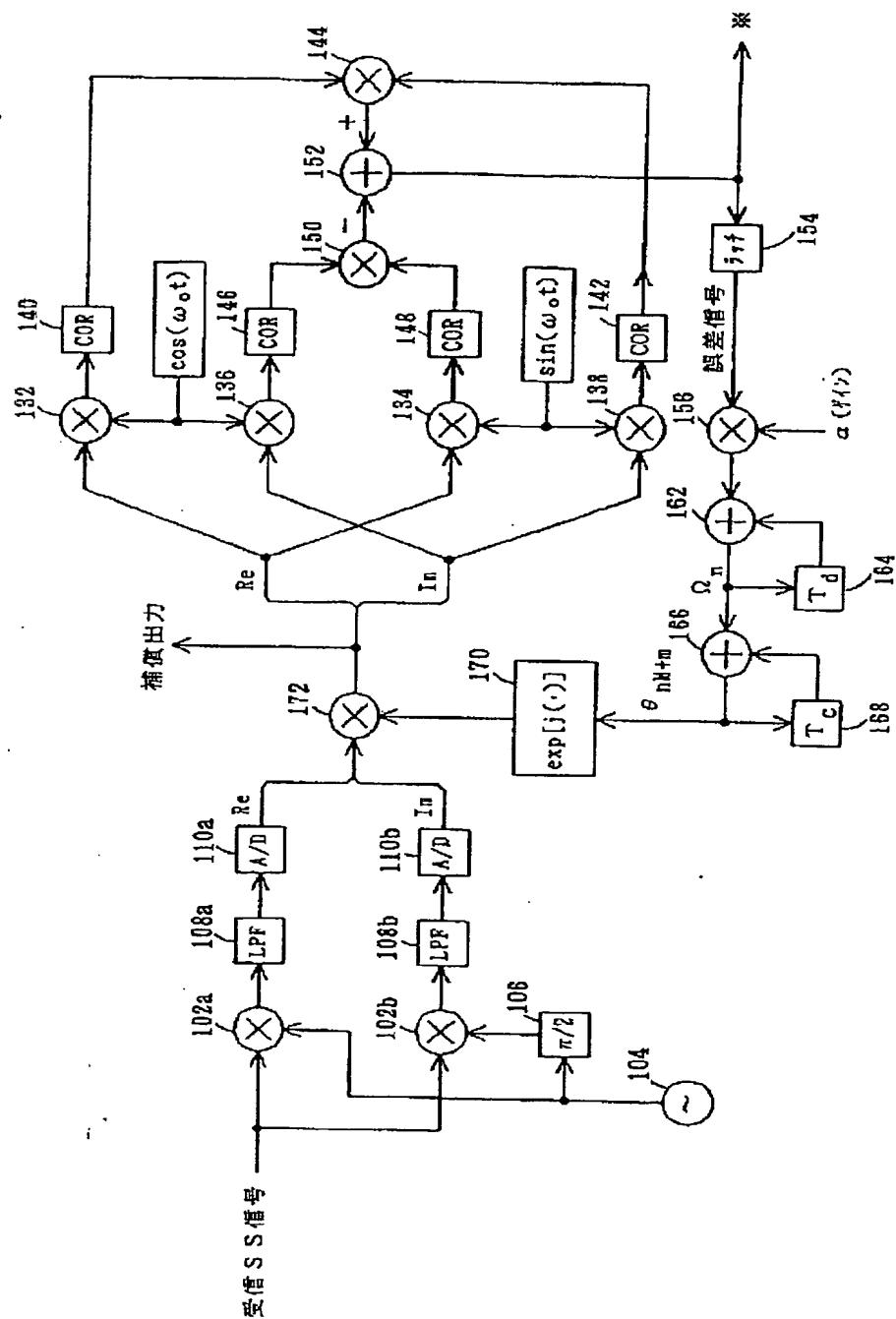
140、142、146、148、180、182、1

84、184、306、324、326 相関器

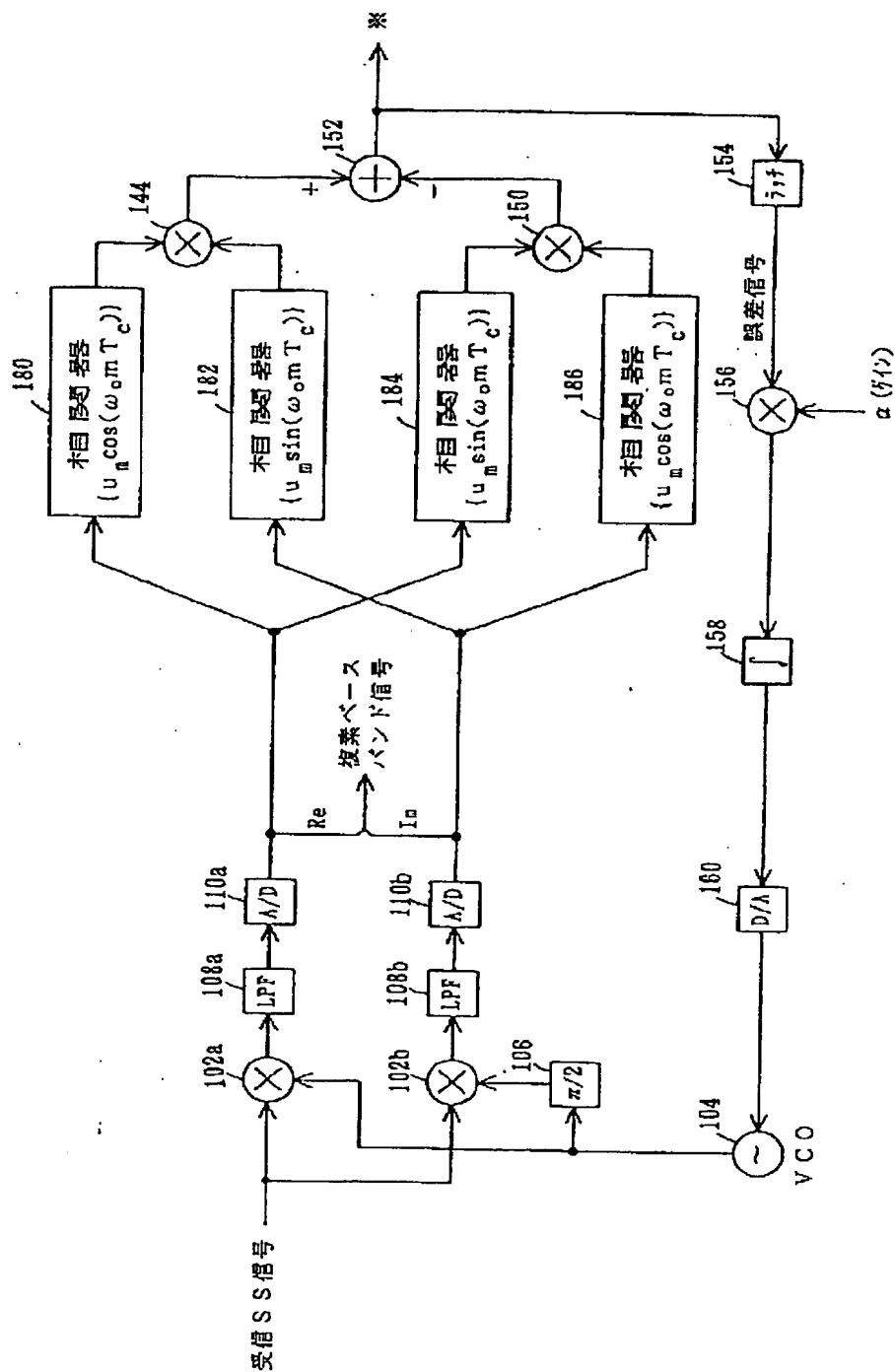
【図1】



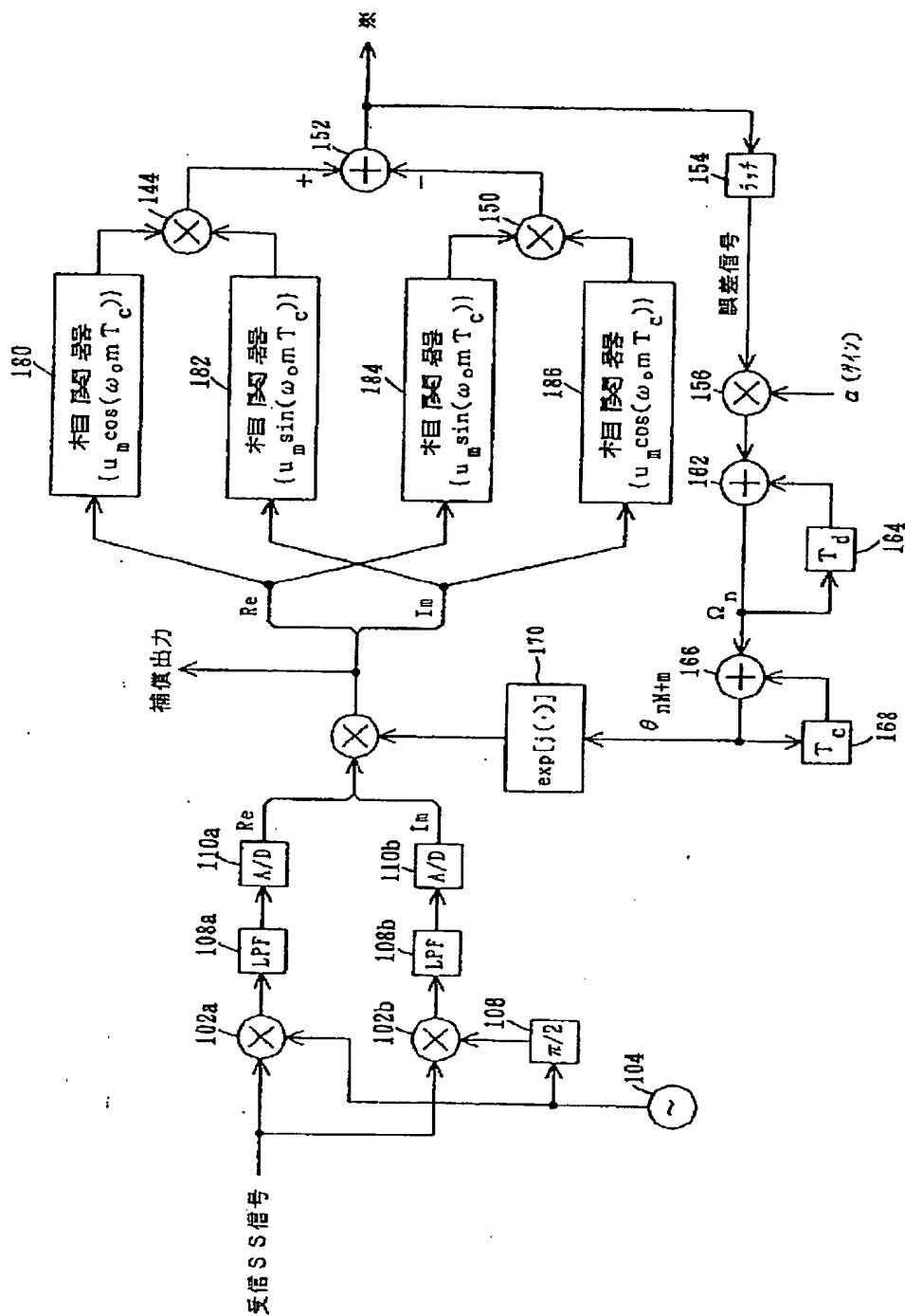
【図2】



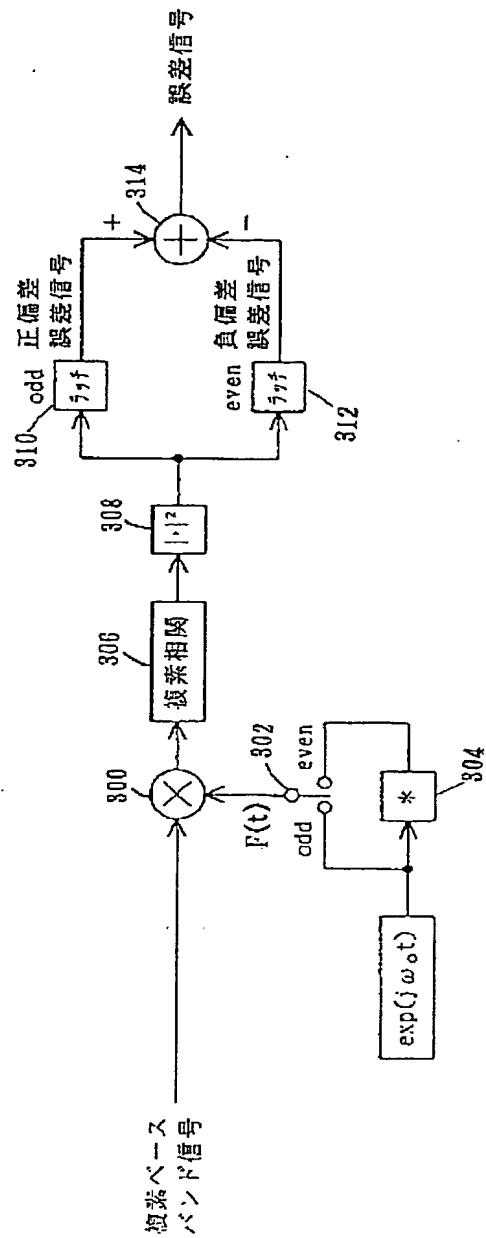
【図3】



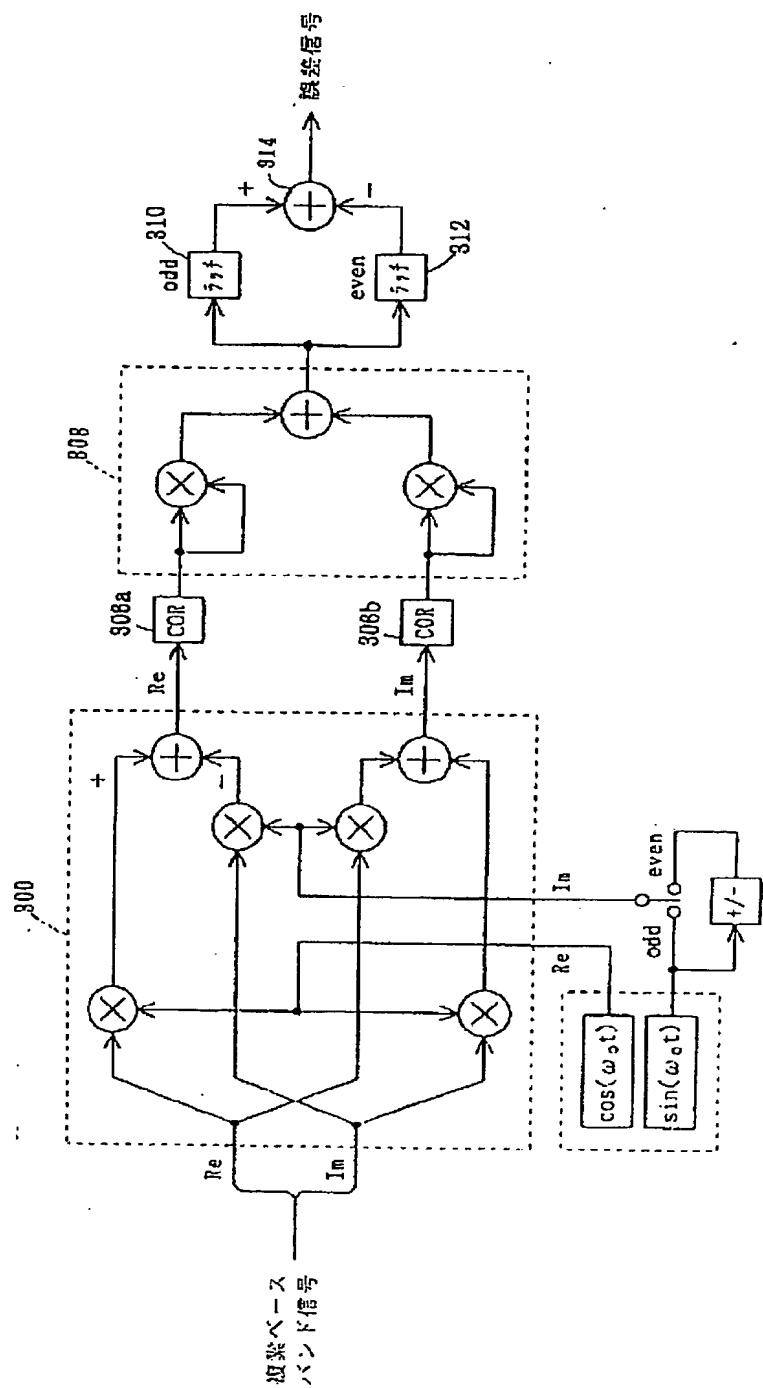
【図4】



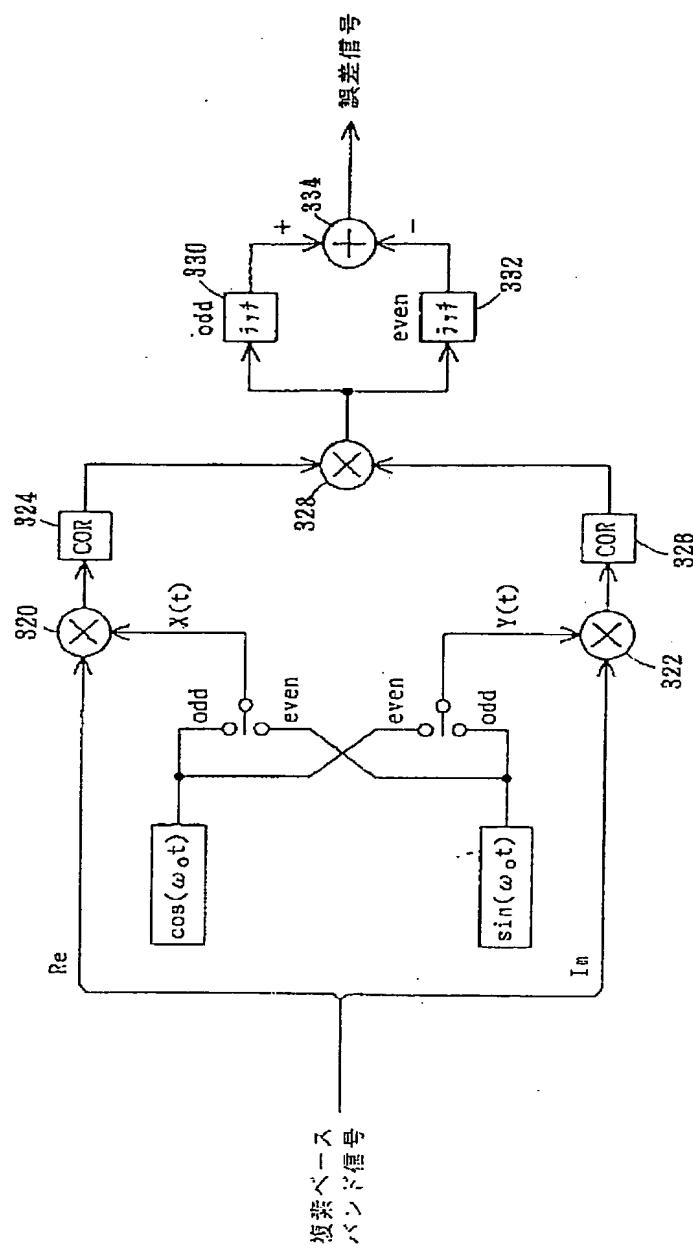
【図5】



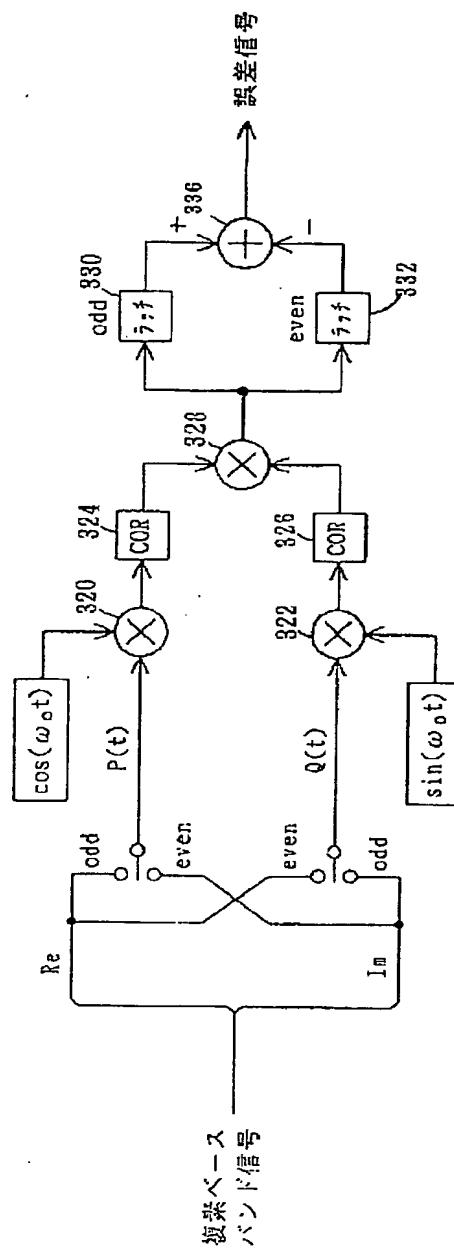
【図6】



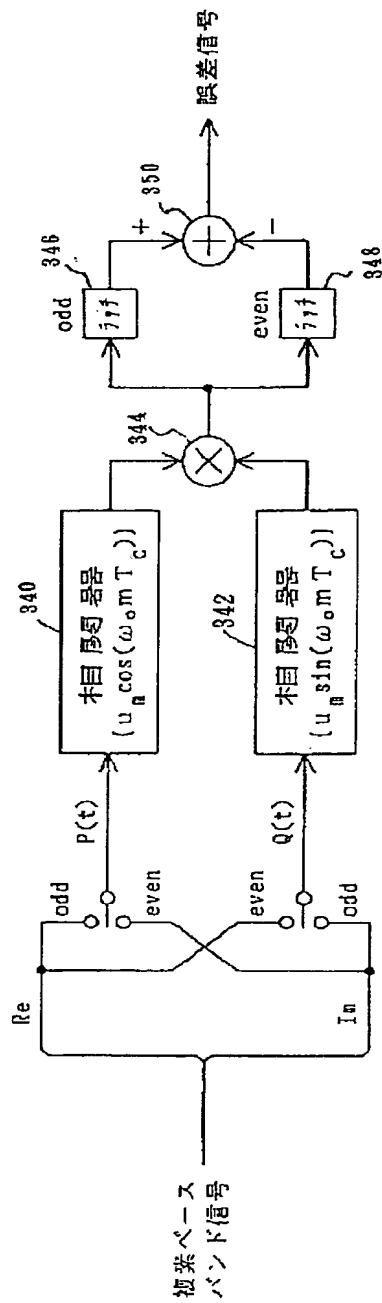
【図7】



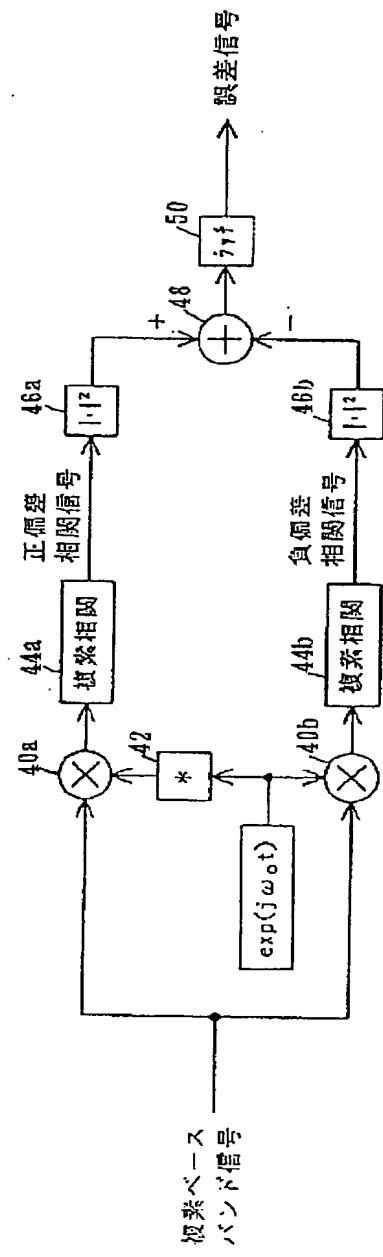
【図8】



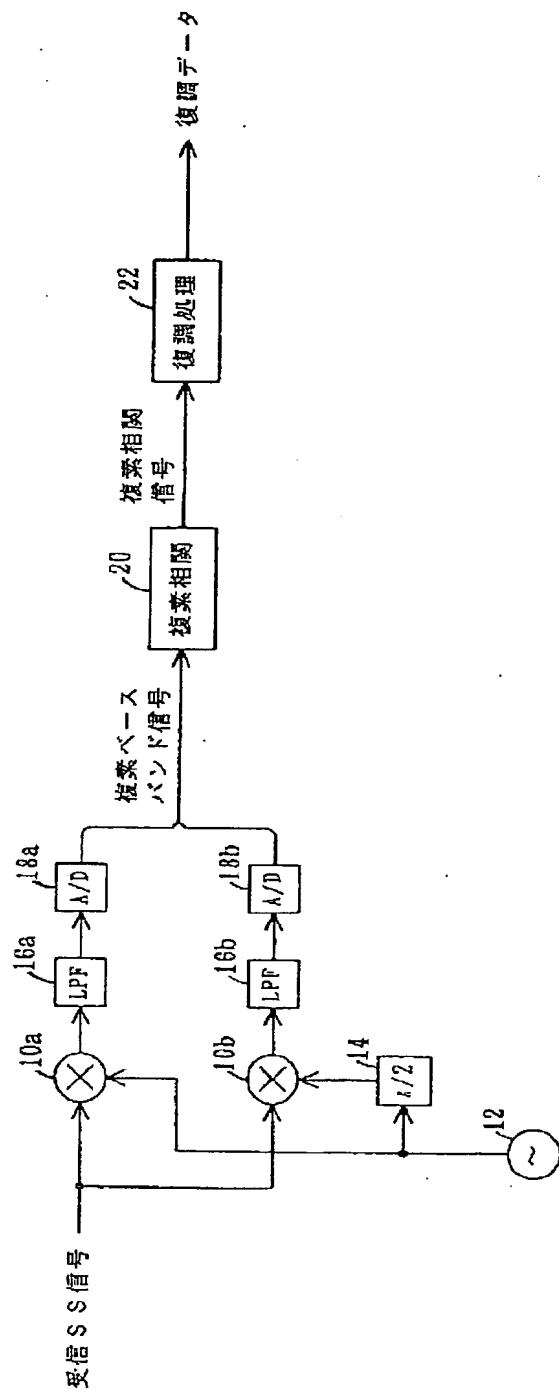
【図9】



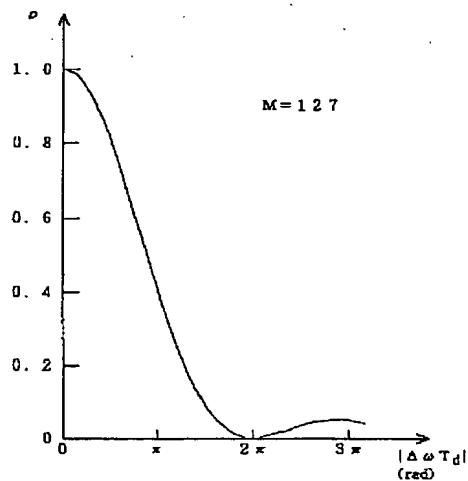
【図13】



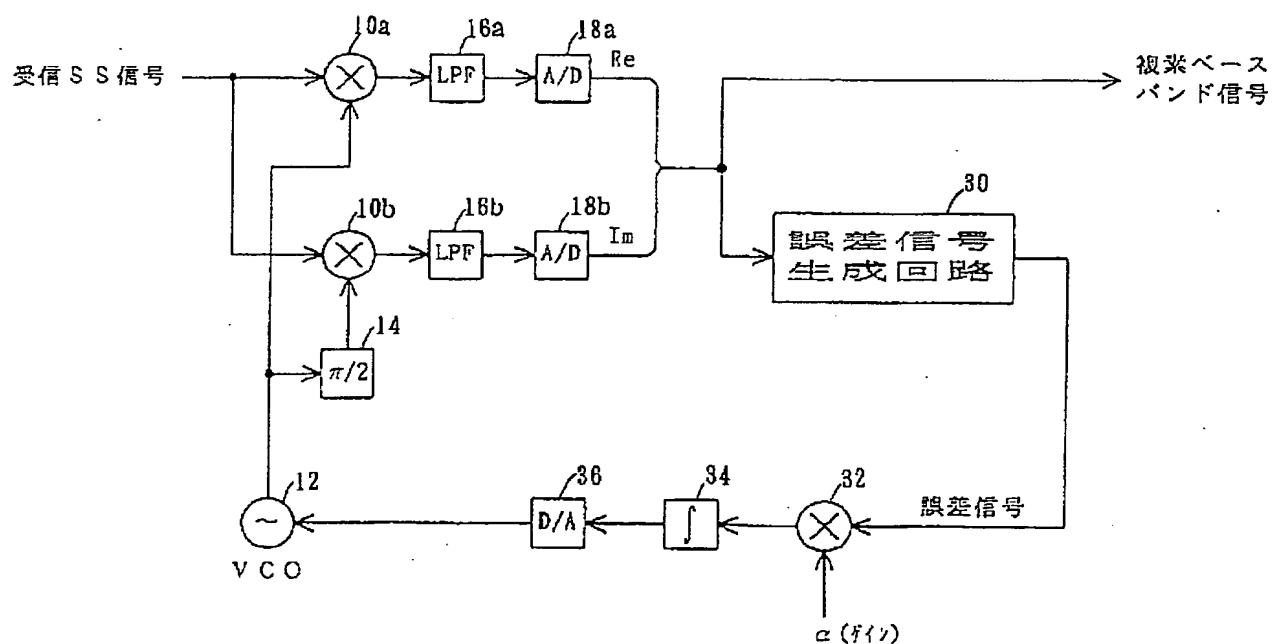
【図10】



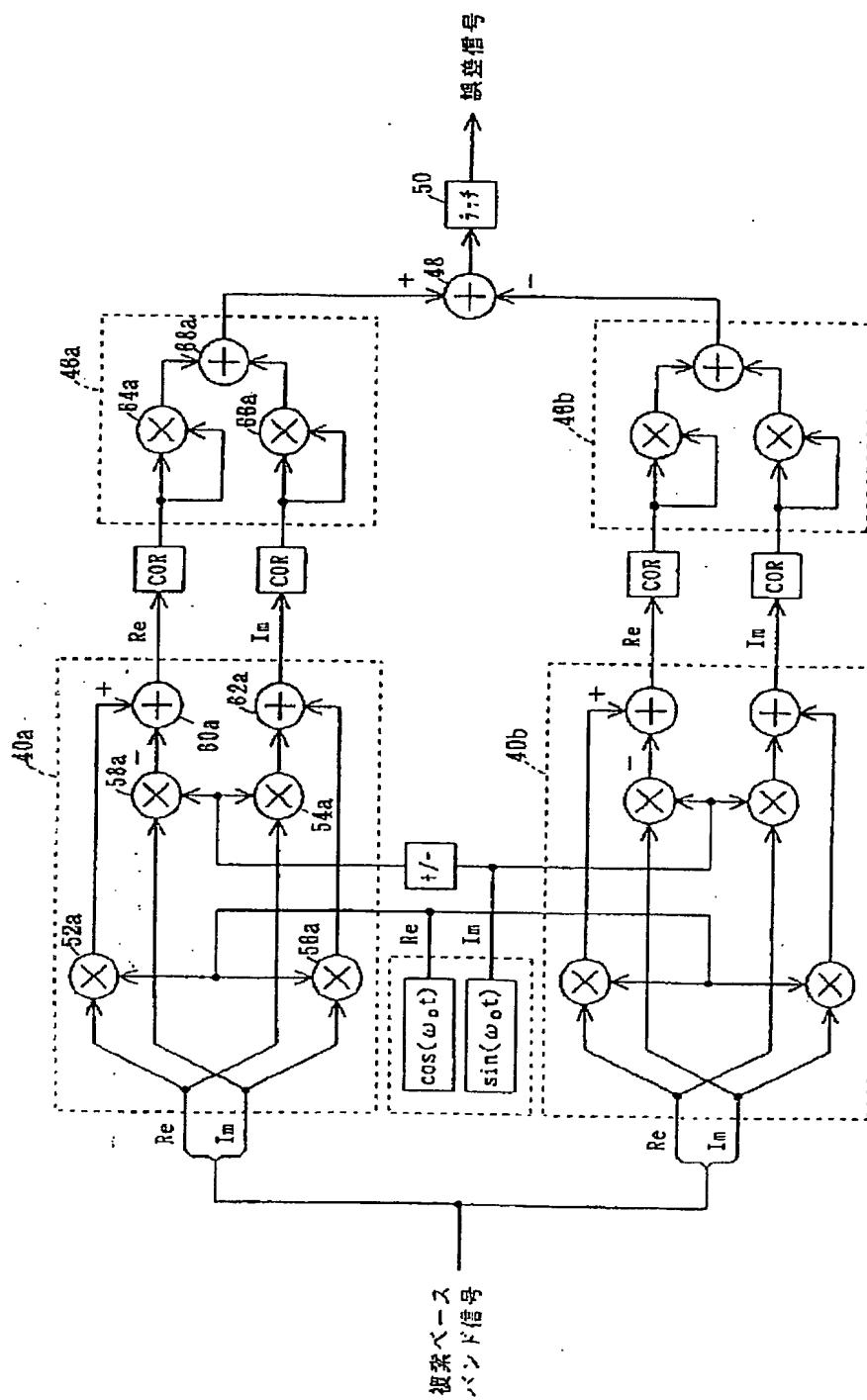
【図11】



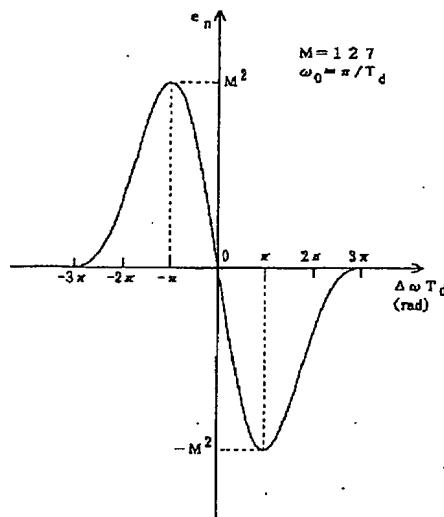
【図12】



【図14】



【図15】



【手続補正書】

【提出日】平成5年7月7日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正内容】

【書類名】 明細書

【発明の名称】 A F C回路

【特許請求の範囲】

【請求項1】 擬似雑音(PN)信号によりスペクトル拡散された受信スペクトル拡散(SS)信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するA F C回路であって、

上記複素ベースバンド信号の実数部に所定の余弦信号を乗算する第1の乗算器と、

この第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、

上記複素ベースバンド信号の虚数部に所定の余弦信号を乗算する第2の乗算器と、

この第2の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、

上記複素ベースバンド信号の実数部に所定の正弦信号を乗算する第3の乗算器と、

この第3の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第3の相関器と、

上記複素ベースバンド信号の虚数部に所定の正弦信号を乗算する第4の乗算器と、

この第4の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う

第4の相関器と、

上記第1及び第4の相関器の出力を乗算する第5の乗算器と、

上記第2及び第3の相関器の出力を乗算する第6の乗算器と、

上記第5の乗算器の出力から上記第6の乗算器の出力を減算する減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、
を有することを特徴とするA F C回路。

【請求項2】 PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するA F C回路であって、

上記複素ベースバンド信号の実数部と所定の余弦信号を乗算したPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、

上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の余弦信号を乗算したPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、

上記複素ベースバンド信号の実数部と所定の正弦信号を乗算したPN信号との相関演算を行う第3の相関器と、

上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の正弦信号を乗算したPN信号との相関演算を行う第4の相関器と、

上記第1及び第4の相関器の出力を乗算する第1の乗算器と、

上記第2及び第3の相関器の出力を乗算する第2の乗算器と、

上記第1の乗算器の出力から上記第2の乗算器の出力を減算する減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、
を有することを特徴とするAFC回路。

【請求項3】 PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するAFC回路であって、

上記PN信号の繰返し周期に同期して、上記複素ベースバンド信号を正負方向に順次交互に位相シフトさせる位相シフト手段と、

この位相シフト手段から出力される順次交互に反対方向に位相シフトされた複素ベースバンド信号とPN信号との相関演算を行う相関器と、

この相関器から出力される正方向位相シフト信号についての相関信号と、負方向位相シフト信号についての相関信号との差をとる減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、
を有することを特徴とするAFC回路。

【請求項4】 PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するAFC回路であって、

上記複素ベースバンド信号の実数部に所定の余弦及び正弦信号を順次交互に乗算する第1の乗算器と、

上記複素ベースバンド信号の虚数部に所定の正弦及び余弦信号を順次交互に乗算する第2の乗算器と、

上記第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、

上記第2の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、

上記第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、

この第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、
上記第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、

上記第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、
を有することを特徴とするAFC回路。

【請求項5】 PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するAFC回路であって、

所定の余弦信号を上記複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部に順次交互に乗算する第1の乗算器と、

所定の正弦信号を上記複素ベースバンド信号の虚数部及び実数部に順次交互に乗算する第2の乗算器と、
上記第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、

上記第2の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、
上記第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、

この第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、
上記第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、
上記第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、
を有することを特徴とするAFC回路。

【請求項6】 PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正するAFC回路であって、

所定の余弦信号を乗算したPN信号と上記複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部との相関演算を順次交互に行う第1の相関器と、

所定の正弦信号を乗算したPN信号と上記複素ベースバンド信号の虚数部及び実数部との相関演算を順次交互に行う第2の相関器と、

上記第1及び第2の相関器の出力を乗算する乗算器と、
この乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、
上記乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、
上記第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、

この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、
を有することを特徴とするAFC回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、直接拡散スペクトル拡散(DS/SS)通信用受信機に適用される準同期検波回路における局部搬送波の周波数オフセットを補正するためのAFC回路に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、移動体通信の分野において、直接拡散スペクトル拡散(DS/SS)通信による符号分割多元接続(CDMA)方式が注目されている。そして、移動体通信においては、移動体の走行等に伴いフェーシングが必然的に発生する。そこで、移動体通信にDS/SS通信を適用する場合、受信機において搬送波再生を行うより、準同期検波を行う方が信号処理が容易になる

と考えられる。

【0003】ところで、DS/S S信号に対して準同期検波を行う場合、局部搬送波に周波数オフセットが存在すると、逆拡散後の信号エネルギーが減少し、ピット誤り率特性に劣化を生じる。従って、局部搬送波の周波数を制御することなどによって、周波数オフセットの影響を除去するAFC回路が必要となる。

【0004】ここで、図10に基づいて、準同期検波を行うDS/S S通信用受信機の概略構成について説明する。受信SS信号は、2つの周波数混合器10a、10bに入力され、ここで、局部発振器12から供給される局部搬送波と混合される。なお、周波数混合器10bへの局部搬送波導入経路には、 $\pi/2$ 移相器が設けられているため、2つの周波数混合器10a、10bに入力される局部搬送波は直交して（すなわち、位相が $\pi/2$ 異なって）いる。また、局部発振器12の発振周波数は、受信SS信号の搬送波周波数に合せておく。

【0005】周波数混合器10a、10bの出力はローパスフィルタ16a、16bによりイメージ周波数成分が除去されてベースバンド成分のみとなり、更にA/D変換器18a、18bによってデジタル信号であるところの複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部となる。この複素ベースバンド信号は、複素相関器20により送信局においてスペクトル拡散に用いられたPN信号との相関演算が行われ、複素相関信号となる。この複素相関信号に対して一次変調方式に応じた復調処理を施すことにより、復調データを得る。

【0006】このような準同期検波を行うDS/S S通

$r_{nM+m} = a_n u_m \exp[-j\{\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi\}]$ (1-1)

この複素ベースバンド信号を複素相関器20に入力すると、複素ベースバンド信号とPN信号との相関係数である複素相関信号が得られる。この複素相関信号の値 c_n

$$\begin{aligned} c_n &= \sum_{m=1}^M u_m r_{nM+m} \\ &= a_n \exp[-j\{\Delta\omega(nM+1)T_c + \phi\}] \\ &\quad [1 - \exp[-j\Delta\omega M T_c]] / [1 - \exp[-j\Delta\omega T_c]] \\ &= a_n \exp[-j\{\Delta\omega [(2n+1)M+1]T_c / 2 + \phi\}] \\ &\quad \sin[\Delta\omega M T_c / 2] / \sin[\Delta\omega T_c / 2] \end{aligned} \quad (1-2)$$

これより、周波数オフセット $\Delta\omega$ に起因する複素相関信号の位相回転量は、1シンボル間(T_d の間)に、 $\Delta\omega M T_c$ ($= \Delta\omega T_d$) であることがわかる。

$$c_{n0} = a_n M \exp[-j\phi]$$

となる。従って、周波数オフセット $\Delta\omega$ により、複素相関信号のエネルギーは、次式で与えられる ρ 倍に減少す

$$\begin{aligned} \rho &= |c_n / c_{n0}|^2 \\ &= \{ \sin[\Delta\omega M T_c / 2] / (M \sin[\Delta\omega T_c / 2]) \}^2 \end{aligned} \quad (1-4)$$

図11に、 $M=127$ の場合の周波数オフセット $\Delta\omega$ に起因する1シンボル間の位相回転量 $|\Delta\omega T_d|$ とエネルギー減少率 ρ の関係を示す。図11より、 $|\Delta\omega T_d|$

信用受信機における局部搬送波の周波数オフセットの影響について説明する。ここで、この通信における一次変調は、BPSKを用いるものとする(実際には、QPSK等も用いられる)。また、スペクトル拡散に用いるPN信号の繰返し周期を M チップ、チップ周期を T_c とし、 m ($m=1, \dots, M$) 番目のPN信号の値を u_m (-1または1から構成される)とする。更に、データのシンボル周期(すなわちPN信号の繰返し周期)を T_d ($= M T_c$) とし、時刻 $n T_d$ (nは整数)における送信データの値を a_n (-1または1から構成される)とし、送信搬送波の周波数を ω_c とする。

【0007】このような条件において、受信機は、時刻 $n T_d + m T_c$ に、 $a_n u_m \cos[\omega_c (n T_d + m T_c)]$ なる値の受信SS信号を受信する。この受信SS信号を周波数混合器10a、10b、ローパスフィルタ16a、16bにより準同期検波し、A/D変換器18a、18bにおいてA/D変換し、複素ベースバンド信号を得る。なお、簡単のため、A/D変換器18a、18bのサンプリング周期は、チップ周期 T_c に等しいものとし、量子化誤差はないものとする。

【0008】ここで、準同期検波に用いる局部搬送波の角周波数が、送信搬送波の角周波数 ω_c に対して $\Delta\omega$ だけ周波数がオフセットしていたとする。また、その初期位相が ϕ であったとする。この条件において、時刻 $n T_d + m T_c = (nM+m) T_c$ における複素ベースバンド信号の値 r_{nM+m} は、次式で与えられる。

【0009】

は、送信データ a_n に対応しており、次式で表される。
【0010】

【0011】ここで、周波数オフセットがない(すなわち、 $\Delta\omega=0$)場合には、複素相関信号の値 c_{n0} は、

(1-3)
ることになる。

【0012】

| $\geq 2\pi$ の場合は、相関信号のエネルギーがほとんど失われてしまうことが判る。そこで、DS/S S通信方式においては周波数オフセットの補償を行うことが必要で

あり、このためにA F C回路が適用される。

【0013】図12に、A F C回路を設けた準同期検波回路を示す。この例では、局部搬送波を出力する局部発振器12を電圧制御発振器(VCO)で構成し、これを誤差信号生成回路30によって生成した誤差信号によって制御する。なお、ゲイン α を乗算する乗算器32、この出力を積分する積分器34、積分器の出力をアナログ電圧信号に変換するD/A変換器36によって、誤差信号に応じた周波数の制御を可能としている。

【0014】すなわち、誤差信号生成回路30は局部発振器12から出力される局部搬送波の受信SS信号に対する周波数オフセットに応じた値の誤差信号を出力する。この誤差信号に対して適当なゲインを乗じて積分器34により平均化し、更にD/A変換器36によりアナログ電圧信号に変換している。局部発振器12はVCO

$$\begin{aligned} r_{pnM+m} &= a_n u_m \exp[-j\{(\Delta\omega + \omega_0) T_c + \phi\}] \\ r_{nnM+m} &= a_n u_m \exp[-j\{(\Delta\omega - \omega_0) T_c + \phi\}] \end{aligned} \quad (1-5)$$

この正偏差及び負偏差ベースバンド信号をそれぞれ複素相関器44a、44bに入力し、PN信号との相関演算を行い、正偏差相関信号及び負偏差相関信号を得る。シンボル周期 T_d 毎に得られる送信データ a_n に対する正

$$\begin{aligned} c_{pn} &= a_n \exp[-j\{(\Delta\omega + \omega_0) B_n T_c / 2 + \phi\}] \cdot \\ &\quad \sin[(\Delta\omega + \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega + \omega_0) T_c / 2] \\ c_{nn} &= a_n \exp[-j\{(\Delta\omega - \omega_0) B_n T_c / 2 + \phi\}] \cdot \\ &\quad \sin[(\Delta\omega - \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega - \omega_0) T_c / 2] \\ B_n &= (2n+1)M+1 \end{aligned} \quad (1-6)$$

更に、正偏差及び負偏差相関信号を複素数絶対値2乗演算器46a、46bに入力し、これらの信号の絶対値をそれぞれ2乗して正偏差誤差信号及び負偏差誤差信号を得る。正偏差誤差信号と負偏差誤差信号の値は、周波数オフセット $\Delta\omega$ が存在しない場合には等しくなるが、 $\Delta\omega$ が存在する場合にはこれに応じて両者の値に差が生じ

$$\begin{aligned} e_n &= |c_{pn}|^2 - |c_{nn}|^2 \\ &= \{\sin[(\Delta\omega + \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega + \omega_0) T_c / 2]\}^2 \\ &\quad - \{\sin[(\Delta\omega - \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega - \omega_0) T_c / 2]\}^2 \end{aligned} \quad (1-7)$$

この誤差信号 e_n は、図15に示すような周波数オフセット特性を示す。ここで、この図は、 $M=127$ 、 $\omega_0 = \pi/T_d$ とした場合の図である。図15より、誤差信号 e_n は周波数オフセット $\Delta\omega$ に応じた値を示すことが判る。一般に、周波数偏差 ω_0 の値を $0 < \omega_0 \leq 2\pi/T_d$ の範囲内に設定すれば、誤差信号 e_n は周波数偏差 $\Delta\omega$ に応じた値を示す。そこで、このような誤差信号に応じて局部搬送波の周波数を補正することにより、受信SS信号の搬送波周波数に局部搬送波の周波数を合致させることができる。このように、従来のA F C回路によって、準同期検波回路における局部搬送波の周波数を受信SS信号の搬送波周波数に合致するようフィードバック制御することができ、好適な複素ベースバンド信号を得ることができる。図11に示したように、周波数オフ

で構成されているので、誤差信号に応じた電圧によって発振周波数が補正される。従って局部搬送波の周波数を受信SS信号の搬送波周波数に一致させることができ

る。

【0015】ここで、誤差信号生成回路30の構成について図13に基づいて説明する。準同期検波回路から出力される複素ベースバンド信号は、複素乗算器40a、40bに入力され、ここで、 $\exp(-j\omega_0 t)$ 及び $\exp(j\omega_0 t)$ がそれぞれ乗算され、正の周波数偏差 ω_0 ($\omega_0 > 0$)と、負の周波数偏差 $-\omega_0$ が与えられ、正偏差ベースバンド信号及び負偏差ベースバンド信号となる。ここで、時刻 $(nM+mT_c)$ における正偏差及び負偏差ベースバンド信号の値をそれぞれ r_{pnM+m} 及び r_{nnM+m} とすると、次の関係式が成立する。

【0016】

偏差及び負偏差相関信号の値をそれぞれ c_{pn} 、 c_{nn} とすると、式(1-2)と同様に次の関係式が成立する。

【0017】

る。そこで、正偏差誤差信号と負偏差誤差信号の差を減算器48によって求め、シンボル周期 T_d 毎にその値をラッチ回路50でラッチすることにより誤差信号を得る。すなわち、送信データ a_n に対する誤差信号 e_n は次式で与えられる。

【0018】

セットにより、相関信号エネルギーが減少するが、上述のようなA F C回路を設けることにより、周波数オフセットを補正し、相関信号のエネルギー損失を少なくすることができ、より正確な信号の復調を行うことができる。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】上述のように、従来のA F C回路により、周波数オフセットを補正することができる。ところが、従来の回路においては、演算のほとんどが複素演算である。この複素演算を行う演算器を実際の回路においては実数演算素子により構成する必要がある。このため、従来のA F C回路においては、実数演算素子が非常に多く必要とされ、誤差信号生成回路のハードウェアが複雑かつ大規模になってしまいうとい

点があった。すなわち、上述の誤差信号生成回路3_0を実数演算素子により構成したものを図1_4に示す。図1_4から明らかなように、複素乗算器4_0_a、4_0_b、複素数絶対値2乗演算器4_6_a、4_6_bは、それぞれ実数部R e及び虚数部I mの両方についての演算を行わなければならないため、多数の実数乗算器及び実数加算器が必要とする。すなわち複素乗算器4_0_aにおいては、複素ベースバンド信号の実数部に対し $\cos(\omega_0 T)$ を乗算する乗算器5_2_a、 $-\sin(\omega_0 T)$ を乗算する乗算器5_4_a、複素ベースバンド信号の虚数部に対し、 $\cos(\omega_0 T)$ を乗算する乗算器5_6_a、 $-\sin(\omega_0 T)$ を乗算する乗算器5_8_aと、加算器6_0_a、6_2_aを必要とする。また、複素数絶対値2乗演算器4_6_aにおいては、実数部及び虚数部の2乗を計算するための乗算器6_4_a、6_6_aと、加算器6_8_aを必要とする。また、複素乗算器4_0_b、複素数絶対値2乗演算器4_6_bについても同様である。なお、複素相関器4_4_aは、入力信号の実数部とPN信号との相関演算を行う相関器7_0_a及び虚数部とPN信号との相関演算を行う相関器7_0_bとから構成される。同様に、複素相関器4_4_bも2つの実数相関器により構成される。

【0020】本発明は上記課題に鑑みなされたものであり、回路が簡略化された準同期検波回路用のAFC回路を提供することを目的とする。

【0021】

【課題を解決するための手段】本発明は、PN信号によりスペクトル拡散された受信SS信号に局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路における受信SS信号と局部搬送波との周波数オフセットの影響を補正する準同期検波回路用AFC回路であって、上記複素ベースバンド信号の実数部と所定の余弦信号を乗算する第1の乗算器と、この第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の余弦信号を乗算する第2の乗算器と、この第2の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、上記複素ベースバンド信号の実数部と所定の正弦信号を乗算する第3の乗算器と、この第3の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第3の相関器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の正弦信号を乗算する第4の乗算器と、この第4の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第4の相関器と、上記第1及び第4の相関器の出力を乗算する第5の乗算器と、上記第2及び第3の相関器の出力を乗算する第6の乗算器と、上記第5の乗算器の出力から上記第6の乗算器の出力を減算する減算器と、この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0022】また、上記複素ベースバンド信号の実数部と所定の余弦信号を乗算したPN信号との相関演算を行

う第1の相関器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の余弦信号を乗算したPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、上記複素ベースバンド信号の実数部と所定の正弦信号を乗算したPN信号の演算を行う第3の相関器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部と所定の正弦信号を乗算したPN信号の相関演算を行う第4の相関器と、上記第1及び第4の相関器の出力を乗算する第1の乗算器と、上記第2及び第3の相関器の出力を乗算する第2の乗算器と、上記第1の乗算器の出力から上記第2の乗算器の出力を減算する減算器と、この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0023】また、上記PN信号の繰返し周期に同期して、上記複素ベースバンド信号を正負方向に順次交互に位相シフトさせる位相シフト手段と、この位相シフト手段から出力される順次交互に反対方向に位相シフトされた複素ベースバンド信号とPN信号との相関演算を行う相関器と、この相関器から出力される正方向位相シフト信号についての相関信号と、負方向位相シフト信号についての相関信号との差をとる減算器と、この減算器の出力信号に応じて局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0024】また、上記複素ベースバンド信号の実数部に所定の余弦及び正弦信号を順次交互に乗算する第1の乗算器と、上記複素ベースバンド信号の虚数部に所定の正弦及び余弦信号を順次交互に乗算する第2の乗算器と、上記第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、上記第2の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、上記第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、この第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、上記第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、上記第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0025】また、所定の余弦信号を上記複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部に順次交互に乗算する第1の乗算器と、所定の正弦信号を上記複素ベースバンド信号の虚数部及び実数部に順次交互に乗算する第2の乗算器と、上記第1の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第1の相関器と、上記第2の乗算器の出力とPN信号との相関演算を行う第2の相関器と、上記第1及び第2の相関器の出力を乗算する第3の乗算器と、この第3の乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、上記第3の乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、上記第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

の減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0026】また、所定の余弦信号を乗算したPN信号と上記複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部との相関演算を順次交互に行う第1の相関器と、所定の正弦信号を乗算したPN信号と上記複素ベースバンド信号の虚数部及び実数部との相関演算を順次交互に行う第2の相関器と、上記第1及び第2の相関器の出力を乗算する乗算器と、この乗算器の出力をラッチする第1のラッチと、上記乗算器の出力を上記第1のラッチと異なるタイミングでラッチする第2のラッチと、上記第1のラッチの出力から上記第2のラッチの出力を減算する減算器と、この減算器の出力信号に応じて、局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

【0027】

【作用】このように、本発明では、従来例においては複素演算で行っていた複素ベースバンド信号に対する位相シフト及びその後のPN信号との相関演算と同等の演算を全て実数演算のみにより達成する。すなわち、第1ないし第4の乗算器により、複素ベースバンド信号に所定の余弦及び正弦信号を乗算し、これらの乗算結果とPN信号との相関演算を行う。更に、得られた相関信号を第5及び第6の乗算器により乗算し、これらの乗算結果の差をとることにより誤差信号を得ている。従って、複素演算を行う従来例と比較し、乗算器及び加算器の数が大幅に削減される。

【0028】また、相関器において、PN信号と入力信号との相関演算を行うのではなく、PN信号に所定の余弦及び正弦信号を乗算したものと入力信号との相関演算を行う。これによって、所定の余弦及び正弦信号を乗算する乗算器が削減可能となる。

【0029】更に、相関器を時分割使用することにより、相関器も削減可能となる。

【0030】

【実施例】以下、本発明の実施例について、図面に基づいて説明する。

【0031】実施例1-1

図1は、実施例1-1の全体構成を示すブロック図であり、受信SS信号に直交した（すなわち、位相が $\pi/2$ 異なる）局部搬送波をそれぞれ混合する周波数混合器102a、102bと、局部搬送波を発振するVCOで構成された局部発振器104と、局部発振器104から出力される局部搬送波の位相を $\pi/2$ だけシフトさせる移相器106と、周波数混合器102a、102bの出力からイメージ周波数成分を除去するためのローパスフィルタ108a、108bと、ローパスフィルタ108

$$\begin{aligned} e_n &= |c_{pn}|^2 - |c_{nn}|^2 \\ &= (\text{Re}[c_{pn}] + \text{Re}[c_{nn}]) (\text{Re}[c_{pn}] - \text{Re}[c_{nn}]) \end{aligned}$$

a、108bの出力をデジタル信号に変換するA/D変換器110a、110bとを有しており、これによって従来例と同様に複素ベースバンド信号を得る。

【0032】そして、本実施例においては、誤差信号生成回路120を有している。すなわち、誤差信号生成回路120には複素ベースバンド信号の実数部が入力される乗算器132、134と、複素ベースバンド信号の虚数部が入力される乗算器136、138とが設けられ、乗算器132、136には $\cos(\omega_0 t)$ が供給されて入力信号との乗算が行われ、乗算器134、138には $\sin(\omega_0 t)$ が供給されて入力信号との乗算が行われる。そして、乗算器132、138の出力は、それ相関器140、142に入力されてPN信号との相関演算が行われ、得られた相関信号はどちらも乗算器144に供給される。一方、乗算器136、134の出力は、それぞれ相関器146、148に入力されてPN信号との相関演算が行われ、得られた相関信号はどちらも乗算器150に入力される。そして、乗算器144の出力と乗算器150の出力の減算器152に入力され、ここにおいて乗算器144の出力から乗算器150の出力が減算され、その結果がラッチ回路154に入力される。ラッチ回路154は入力信号をシンボル周期（すなわちPN信号の繰返し周期）でラッチし、その結果を誤差信号として出力する。このように、本実施例においては $\cos(\omega_0 t)$ と $\sin(\omega_0 t)$ という周波数シフトのための余弦及び正弦信号を利用し、入力される複素ベースバンド信号を実数部と虚数部に分けて演算している。そして、これにより従来例より少ない実数乗算器及び実数加算器により従来例と同等の誤差信号を得ている。

【0033】すなわち、図1に示した従来例の誤差信号生成回路は実数乗算器12個、実数加算器7個を必要としたが、本実施例の誤差信号生成回路120は実数乗算器6個、実数加算器1個しか必要としない。そして、このようにして得られた誤差信号は、従来例と同様に乗算器156、積分器158、D/A変換器160を介しVCOで構成された局部発振器104に供給されるので、誤差信号に応じた電圧信号により局部搬送波の周波数が補正される。従って、この実施例において従来例と同様の周波数オフセットによる影響の除去を達成できる。

【0034】次に、本実施例の誤差信号生成回路120により、従来例と同等の誤差信号を生成できることについて説明する。まず、正偏差相関信号 c_{pn} 及び負偏差相関信号 c_{nn} を、それぞれ実数成分と虚数成分に分解すると、従来例における誤差信号 e_n は次式で表される。

【0035】

$$+ (Im[c_{pn}] + Im[c_{nn}]) (Im[c_{pn}] - Im[c_{nn}]) \quad (2-1)$$

但し、Re[・] 及び Im[・] はそれぞれ複素数の実数及 表される。

び虚数成分を意味している。一方、c_{pn}, c_{nn}は次式で 【0036】

$$c_{pn} = \sum_{n=1}^N u_n r_{nM+m} \exp[-j(nM+m)\omega_0 T_c] \quad (2-2)$$

$$c_{nn} = \sum_{n=1}^N u_n r_{nM+m} \exp[j(nM+m)\omega_0 T_c] \quad (2-2)$$

式 (1-1) 及び (2-2) より次式が得られる。 【0037】

$$Re[c_{pn}] = a_n \sum_{n=1}^N \cos[(\Delta\omega + \omega_0)(nM+m)T_c + \phi]$$

$$Im[c_{pn}] = -a_n \sum_{n=1}^N \sin[(\Delta\omega + \omega_0)(nM+m)T_c + \phi]$$

$$Re[c_{nn}] = a_n \sum_{n=1}^N \cos[(\Delta\omega - \omega_0)(nM+m)T_c + \phi]$$

$$Im[c_{nn}] = -a_n \sum_{n=1}^N \sin[(\Delta\omega - \omega_0)(nM+m)T_c + \phi] \quad (2-3)$$

更に、式 (1-1) 及び (2-3) より次式が得られる。 【0038】

$$\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]$$

$$= 2a_1 \sum_{n=1}^N \cos[\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi] \cos[\omega_0(nM+m)T_c]$$

$$= 2 \sum_{n=1}^N u_n \operatorname{Re}[r_{n,n+m}] \cos[\omega_0(nM+m)T_c]$$

$$\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}]$$

$$= -2a_1 \sum_{n=1}^N \sin[\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi] \sin[\omega_0(nM+m)T_c]$$

$$= 2 \sum_{n=1}^N u_n \operatorname{Im}[r_{n,n+m}] \sin[\omega_0(nM+m)T_c]$$

$$\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]$$

$$= -2a_1 \sum_{n=1}^N \sin[\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi] \cos[\omega_0(nM+m)T_c]$$

$$= 2 \sum_{n=1}^N u_n \operatorname{Im}[r_{n,n+m}] \cos[\omega_0(nM+m)T_c]$$

$$\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}]$$

$$= -2a_1 \sum_{n=1}^N \cos[\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi] \sin[\omega_0(nM+m)T_c]$$

$$= -2 \sum_{n=1}^N u_n \operatorname{Re}[r_{n,n+m}] \sin[\omega_0(nM+m)T_c]$$

(2-4)

この式(2-4)より、

① $\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]$ は複素ベースバンド信号の実数成分(すなわち、準同期検波出力の同相成分)に $\cos(\omega_0 t)$ を乗じた信号と PN 信号との相関値の 2 倍に等しい。

【0039】② $\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}]$ は複素ベースバンド信号の虚数成分(すなわち、準同期検波出力の直交成分)に $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と PN 信号との相関値の 2 倍に等しい。

【0040】③ $\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]$ は複素ベースバンド信号の虚数成分に $\cos(\omega_0 t)$ を乗じた信号と PN 信号との相関値の 2 倍に等しい。

【0041】④ $\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}]$ は複素ベースバンド信号の実数成分に $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と PN 信号との相関値の -2 倍に等しい。

【0042】ことがわかる。

【0043】従って、図1に示した本実施例の誤差信号生成回路120によれば、相関器140において、 $\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]$ の $1/2$ が得られ、相関器142において $\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}]$ の $1/2$ が得られるため、乗算器144において $(\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]) (\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}])$ の $1/4$ が得られる。

一方、相関器146において、 $\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]$ の $1/2$ が得られ、相関器148において $\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}]$ の $-1/2$ が得られるため、乗算器150において $(\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]) (\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}])$ の $-1/4$ が得れる。

【0045】従って、減算器152において乗算器144の出力から乗算器150の出力を減算することにより、従来例における誤差信号 e_n の $1/4$ の値の誤差信号が得られることは上述の式(2-1)より明らかである。

【0046】実施例1-2

図1に示した実施例1-1においては局部搬送波の周波数を制御することにより周波数オフセットの影響を補償しているが、局部搬送波の周波数は固定したまま、複素ベースバンド信号に位相回転を施すことによっても周波数オフセットの影響は補償できる。この方式を用いた場合の実施例を図2に示す。本実施例においては、ゲイン α を乗算する乗算器156の出力は加算器162に入力される。この加算器162の出力は、遅延時間がシンボル周期 T_d に等しい遅延素子164を介して再び加算器

162に入力されると同時に、加算器166にも入力される。この加算器166の出力は、遅延時間がチップ周期Tcに等しい遅延素子168を介して再び加算器166に入力されると同時に、位相回転信号生成回路166にも入力される。位相回転信号生成回路166は、入力信号を-1倍した値を位相角とする絶対値1の複素数を出力する。一方、複素ベースバンド信号は複素乗算器172に入力され、位相回転信号生成回路166の出力との複素乗算が行われる。従って、複素乗算器172から出力される信号は、複素ベースバンド信号に、加算器1

$$\Omega_n = \alpha e_n + \Omega_{n-1}$$

更に、加算器166及び遅延回路168によって、この補償（角）周波数\Omega_nをチップ周期Tcごとに 2π を法として巡回加算（積分）することにより、時刻nT_d +

$$\theta_{nM+m} = \Omega_n + \theta_{nM+m-1} \pmod{2\pi}$$

この補償位相\theta_{nM+m}を位相回転信号生成回路166に入力し、絶対値1、偏角-\theta_{nM+m}なる複素数である位相回転信号を得る。複素乗算器172において、この位相回転信号を複素ベースバンド信号に乗することにより、-

$$z_{nM+m} = r_{nM+m} \exp[-j\theta_{nM+m}]$$

複素乗算器172の出力であるこの補償された複素ベースバンド信号を、誤差信号生成回路120の入力としてAFCループを構成することにより、補償（角）周波数\Omega_nは $\Delta\omega T_c$ なる値に収束する。このため、補償された複素ベースバンド信号は、実施例1-1における複素ベースバンド信号と同様に、周波数オフセットの影響が完全に除去されたものとなる。本実施例は、AFCループが全てデジタル回路により構成されるので、調整が容易である。

【0051】実施例1-3

ところで、図13の従来例装置では、正及び負の周波数偏差を与える信号を $\exp[-j\omega_0 t]$ 及び $\exp[j\omega_0 t]$

$$c_{pn} = \sum_{m=1}^M u_m r_{nM+m} \exp[-j\omega_0 T_c]$$

$$c_{nn} = \sum_{m=1}^M u_m r_{nM+m} \exp[j\omega_0 T_c]$$

となる。

66から出力される値だけ時計方向に位相回転を施したものとなる。

【0047】次に、本実施例による周波数オフセットの影響の補償過程を式を用いて説明する。図2においては、乗算器156により誤差信号e_nにゲイン α を乗じた後に、加算器162及び遅延回路164によってシンボル周期T_dごとに巡回加算（積分）することにより、時刻nT_dにおける補償（角）周波数\Omega_nを得る。

【0048】すなわち、

(3-1)

$mT_c = (nM+m) T_c$ における補償位相\theta_{nM+m}を得る。

【0049】すなわち、

(3-2)

\theta_{nM+m}なる位相回転が施され、周波数オフセットの影響が補償された複素ベースバンド信号z_{nM+m}となる。

【0050】すなわち、

(3-3)

$\psi_0 t$ としている。これらの信号に任意の定常位相 ψ_x 及び ψ_y が存在する場合、すなわち $\exp[-j(\omega_0 t - \psi_x)]$ 及び $\exp[j(\omega_0 t + \psi_y)]$ である場合も、同一の誤差信号e_nが得られることは明らかである。

【0052】より詳しく言えば、時刻nT_d < t \leq (n+1)T_dの間で ψ_x 及び ψ_y の値が一定ならば、シンボル間隔T_dごとに ψ_x 及び ψ_y の値が変化しても誤差信号e_nの値には影響しない。このとき、時刻nT_d < t \leq (n+1)T_dにおける ψ_x 及び ψ_y の値がそれぞれnM\omega_0 T_c及び $-nM\omega_0 T_c$ であるものとすると、式(2-2)は

(4-1)

【0053】これより、式(2-4)は

$$\begin{aligned}
 & \operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}] \\
 &= 2 \sum_{m=1}^M u_m \cos[\omega_0 m T_c] \operatorname{Re}[r_{mn}] \\
 & \operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}] \\
 &= 2 \sum_{m=1}^M u_m \sin[\omega_0 m T_c] \operatorname{Im}[r_{mn}] \\
 & \operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}] \\
 &= 2 \sum_{m=1}^M u_m \cos[\omega_0 m T_c] \operatorname{Im}[r_{mn}] \\
 & \operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}] \\
 &= -2 \sum_{m=1}^M u_m \sin[\omega_0 m T_c] \operatorname{Re}[r_{mn}]
 \end{aligned}$$

(4-2)

となる。

【0054】そして、この式(4-2)は、

① $\operatorname{Re}[c_{pn}] + \operatorname{Re}[c_{nn}]$ はPN信号に $\cos(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の実数成分(すなわち、準同期検波出力の同相成分)との相関値の2倍に等しい。

【0055】② $\operatorname{Re}[c_{pn}] - \operatorname{Re}[c_{nn}]$ はPN信号に $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の虚数成分(すなわち、準同期検波出力の直交成分)との相関値の2倍に等しい。

【0056】③ $\operatorname{Im}[c_{pn}] + \operatorname{Im}[c_{nn}]$ はPN信号に $\cos(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の虚数成分との相関値の2倍に等しい。

【0057】④ $\operatorname{Im}[c_{pn}] - \operatorname{Im}[c_{nn}]$ はPN信号に $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の実数成分との相関値の-2倍に等しい。

【0058】ことを示している。従って、式(4-2)を式(2-1)に代入することにより、複素ベースバンド信号の実数及び虚数成分とPN信号に $\cos(\omega_0 t)$ 及び $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号との相関演算により得られる4種類の相関信号より誤差信号を生成できることが示されている。

【0059】そこで、図3に示すように、図1において設けられている $\cos(\omega_0 t)$ 及び $\sin(\omega_0 t)$ を複素ベースバンド信号の実数及び虚数成分に乘じる乗算器132、134、136、138を省略する。また、図1における、入力信号との相関演算を行う参照系列としてPN信号 $\{u_m\}$ ($m = 1, \dots, M$)を格納している相関器140、142、148、146の替わりに、相関器180、182、184、186を設ける。そして、参照系列として相関器180、186には $\{u_m \cos(\omega_0 t)\}$ を、同じく相関器182、184には $\{u_m \sin(\omega_0 t)\}$ をそれぞれ格納する。また、相関器180、

184には複素ベースバンド信号の実数成分を、同じく相関器182、186には虚数成分をそれぞれ入力する。このような構成とすることにより、これらの相関器180、182、184、186において、PN信号に $\cos(\omega_0 t)$ 及び $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号と複素ベースバンド信号の実数及び虚数成分との相関演算が行われる。従って、相関器180、182、184、186の各出力に、式(2-1)で表される信号処理、すなわち、図1における相関器140、142、148、146の各出力と同一の信号処理を施すことにより、図1と同等の誤差信号を得る。このように、PN信号に $\cos(\omega_0 t)$ 及び $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号を入力信号との相関演算を行う参照系列として相関器に格納することにより、図1の実施例1-1と比較して、誤差信号生成回路の乗算器を更に4個削減することができる。

【0060】実施例1-4

図3と同様に、PN信号に $\cos(\omega_0 t)$ 及び $\sin(\omega_0 t)$ を乗じた信号を参照系列として相関器に格納し、かつ図2と同様に、複素ベースバンド信号に位相回転を施すことにより周波数オフセットの影響を除去する構成を、図4に示す。図1に対する図3と同様に、図2と比較すると、図4の本実施例においても誤差信号生成回路の乗算器が更に4個削減されている。

【0061】実施例2-1

上述の図1~4における誤差信号生成回路は、従来より乗算器及び加算器が大幅に削減されるため、構成は非常に簡略である。ところが、図1~4と図1-4を比較すれば明らかのように、誤差信号生成回路における相関器の数は図1~4においても4個であり、図1-4の従来例と同一である。一方、相関器を時分割で使用すれば、誤差信号生成回路における相関器の数を半減できる。

【0062】図5に従来の誤差信号生成回路に相関器の時分割使用を適用した場合の構成を示す。

【0063】このように、本実施例では、複素ベースバンド信号と $\exp[-j\omega_0 t]$ または $\exp[j\omega_0 t]$ を乗算する複素乗算器300と、この複素乗算器300に $\exp[-j\omega_0 t]$ または $\exp[j\omega_0 t]$ を切り替えて供給するセレクタ302と、 $\exp[j\omega_0 t]$ の共役数 $\exp[-j\omega_0 t]$ を得る複素共役演算器304と、複素乗算器300の出力とPN信号との複素相関を計算する複素相関器306と、入力複素信号の絶対値の二乗を計算する絶対値2乗回路308と、奇数シンボル(odd)タイミングで絶対値2乗回路308の出力をラッチする第1のラッ

$$F(t) = \begin{cases} \exp[-j\omega_0 t] \\ \exp[j\omega_0 t] \end{cases}$$

と乗算され、次いで複素相関器306に入力されてPN信号との複素相関演算が行われる。

【0065】複素相関器306から出力される複素相関信号は、複素数絶対値2乗回路308においてその絶対値が二乗され、更に2つに分岐されて第1のラッチ310及び第2のラッチ312に入力される。第1のラッチ310は、時刻 $2kT_d$ に入力信号をラッチし、第2のラッチ312は時刻 $(2k+1)T_d$ に入力信号をラッチする。

【0066】このような信号処理により、第1のラッチ310からは $\exp[-j\omega_0 t]$ が乗算された複素ベースバンド信号とPN信号との複素相関値の絶対値の二乗であるところの正偏差誤差信号が出力され、第2のラッチ312からは $\exp[j\omega_0 t]$ が乗算された複素ベースバンド信号とPN信号との複素相関値の絶対値の二乗であるところの負偏差誤差信号が出力される。従って、減算器314により第1のラッチ310の出力から第2のラッチ312の出力を減じることにより、図14の従来例と同様の誤差信号 e_n が得られる。

【0067】次に、図6に、図5の誤差信号生成回路を実数演算素子により回路を構成した例を示す。

【0068】このように、複素ベースバンド信号を実数部と虚数部に分けて信号処理が実行される。すなわち、 $\exp[-j\omega_0 t]$ 、 $\exp[j\omega_0 t]$ をシンボル周期ごとに

$$X(t) = \begin{cases} \cos(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t) \end{cases}$$

$$Y(t) = \begin{cases} \sin(\omega_0 t) \\ \cos(\omega_0 t) \end{cases}$$

そして、相関器324、328により、それぞれ乗算器320、322の出力とPN信号との相関演算を行う。相関器324、328の出力はそれぞれ乗算器328に入力され乗算される。この信号処理により、乗算器328は、図1において乗算器144、150によって行わ

チ310と偶数シンボル(even)タイミングでラッチする第2のラッチ312と、第1のラッチ310の出力から第2のラッチ312の出力を減算する減算器314からなっている。

【0064】次に、この回路の動作について説明する。入力された複素ベースバンド信号は、複素乗算器300において、シンボル間隔 T_d ごとに切り替わる信号F(t)

【数1】

$$\begin{aligned} & ((2k-1)T_d < t \leq 2kT_d) \\ & (2kT_d < t \leq (2k+1)T_d) \end{aligned}$$

切り替える操作は、 $\cos(\omega_0 t) + j \sin(\omega_0 t)$ と $\cos(\omega_0 t) - j \sin(\omega_0 t)$ をシンボル周期ごとに切り替える操作となる。そして、複素相関器300の出力の実数部(Re)及び虚数部(Im)とPN信号との相関演算が、相関器306a、306bにおいてそれぞれ行われる。これらの相関器306a、306bから出力される相関値をそれぞれ二乗した後に加算することにより、複素相関信号の絶対値の二乗を得る。

【0069】実施例2-2

図7に、図1に相関器の時分割使用を適用した場合の誤差信号生成回路の一例を示す。この例では、乗算器320は複素ベースバンド信号の実数部に対し、 $\cos(\omega_0 t)$ と $\sin(\omega_0 t)$ を1シンボル周期ごとに交互に乗算する。一方、乗算器322は虚数部に対し $\sin(\omega_0 t)$ と $\cos(\omega_0 t)$ を1シンボル周期ごとに交互に乗算する。

【0070】すなわち、本実施例では、乗算器320、322により、複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部に、 $\cos(\omega_0 t)$ と $\sin(\omega_0 t)$ をそれぞれセレクタ400、402によりシンボル間隔 T_d ごとに交互に切り替えて得られる下記の信号X(t)及びY(t)をそれぞれ乗算している。

【数2】

$$\begin{aligned} & ((2k-1)T_d < t \leq 2kT_d) \\ & (2kT_d < t \leq (2k+1)T_d) \\ & ((2k-1)T_d < t \leq 2kT_d) \\ & (2kT_d < t \leq (2k+1)T_d) \end{aligned}$$

れる乗算を1シンボル周期で交互に行うことになる。従って、実施例2-1と同様に、乗算器328の出力を第1及び第2のラッチ330、332により相互に1シンボル周期ずれたタイミングで2シンボル周期ごとにラッчиし、減算器334により第1のラッチ330の出力か

ら第2のラッチ332の出力を減算することによって、図1と同様の誤差信号を得ることができる。

【0071】実施例2-3

図8に、図1に相関器の時分割使用を適用した場合の誤差信号生成回路のもう一つの実施例を示す。この例においては、乗算器320は複素ベースバンド信号の実数部及び虚数部をセレクタ404によりシンボル間隔T_dごとに交互に切り替えて得られる下記の信号P(t)にcos

$$P(t) = \begin{cases} \text{複素ベースバンド信号の実数部} & (2k-1)T_d < t \leq 2kT_d \\ \text{複素ベースバンド信号の虚数部} & (2kT_d < t \leq (2k+1)T_d) \end{cases}$$

$$Q(t) = \begin{cases} \text{複素ベースバンド信号の虚数部} & ((2k-1)T_d < t \leq 2kT_d) \\ \text{複素ベースバンド信号の実数部} & (2kT_d < t \leq (2k+1)T_d) \end{cases}$$

これ以降の信号処理を図7と同一とすることにより、乗算器328は図1において乗算器144及び150によって行われる乗算を1シンボル周期ごとに交互に行うことになる。従って、乗算器328の出力は図7と全く同一となり、減算器334から出力される誤差信号も図7と同一となる。

【0073】実施例2-4

図9に、図3に相関器の時分割使用を適用した場合の誤差信号生成回路の実施例を示す。本実施例においては、入力信号との相関演算を行う参照系列として{u_m cos(ω₀ mT_c)}を格納した相関器340に上記の信号P(t)を入力し、同様に参照系列として{u_m cos(ω₀ mT_c)}を格納した相関器342に上記の信号Q(t)を入力する。相関器340及び342の出力は乗算器344により乗算される。この信号処理により、乗算器344は図3において乗算器144及び150によって行われる乗算を1シンボル周期ごとに交互に行うことになる。従って、実施例2-2と同様に、乗算器344の出力を第1及び第2のラッチ346、348によって相互に1シンボル周期ずらしたタイミングで2シンボル周期ごとにラッчиし、減算器350により第1のラッチ346の出力から第2のラッチ348の出力を減算することによって、図3と同様の誤差信号を得ることができる。

【0074】

【発明の効果】以上説明したように、本発明に係るAFC回路によれば、実数演算により誤差信号を生成するようとしたため、従来例装置より乗算器及び加算器の数を削減でき、回路構成を大幅に簡略化することができる。また、相関器において、位相シフトのための所定の余弦及び正弦信号を乗算したPN信号と入力信号との相関演算を行うことにより、更に乗算器を削減することができる。更に、相関器を時分割使用することにより、相関器も削減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施例1-1の全体構成を示すブロック図である。

(ω₀ t)を乗算する。同様に、乗算器322は複素ベースバンド信号の虚数部及び実数部をセレクタ406によりシンボル間隔T_dごとに交互に切り替えて得られる下記の信号Q(t)にsin(ω₀ t)を乗算する。

【0072】

【数3】

【図2】実施例1-2の全体構成を示すブロック図である。

【図3】実施例1-3の全体構成を示すブロック図である。

【図4】実施例1-4の全体構成を示すブロック図である。

【図5】実施例2-1の誤差信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図6】実施例2-1の誤差信号生成回路の実数演算素子による構成を示すブロック図である。

【図7】実施例2-2の誤差信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図8】実施例2-3の誤差信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図9】実施例2-4の誤差信号生成回路の構成を示すブロック図である。

【図10】従来の準同期検波を行うDS/S S通信用受信機の全体構成の例を示すブロック図である。

【図11】周波数オフセットによる相関信号エネルギーの減少を示す特性図である。

【図12】AFC回路の全体構成例を示すブロック図である。

【図13】従来のAFC回路における誤差信号生成回路の原理を示すブロックである。

【図14】図13の回路を実数演算素子により構成した例を示すブロック図である。

【図15】AFC誤差信号の周波数オフセット特性を示す特性図である。

【符号の説明】

140、142、146、148、180、182、184、184、306、324、326 相関器

【手続補正2】

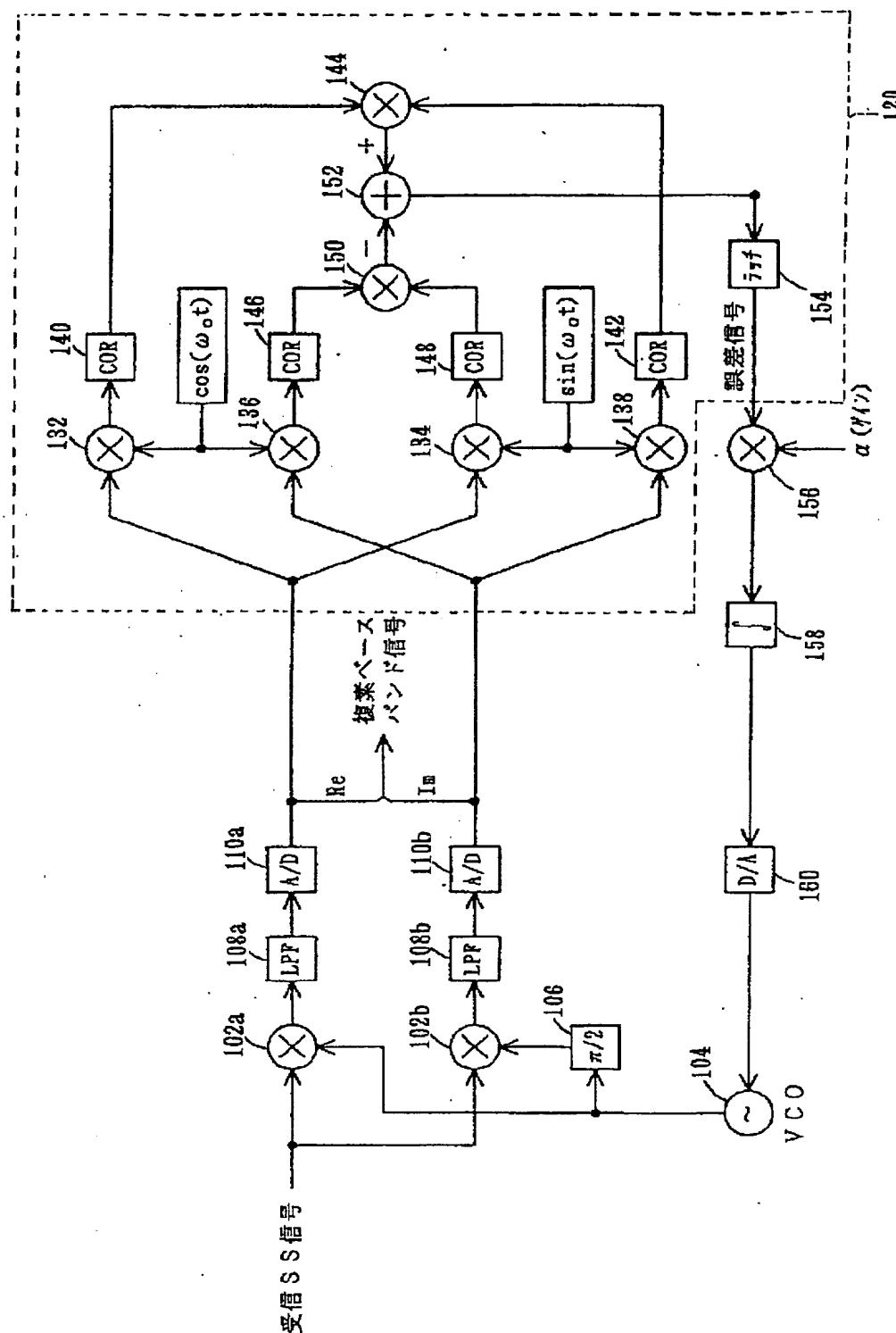
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図1

【補正方法】変更

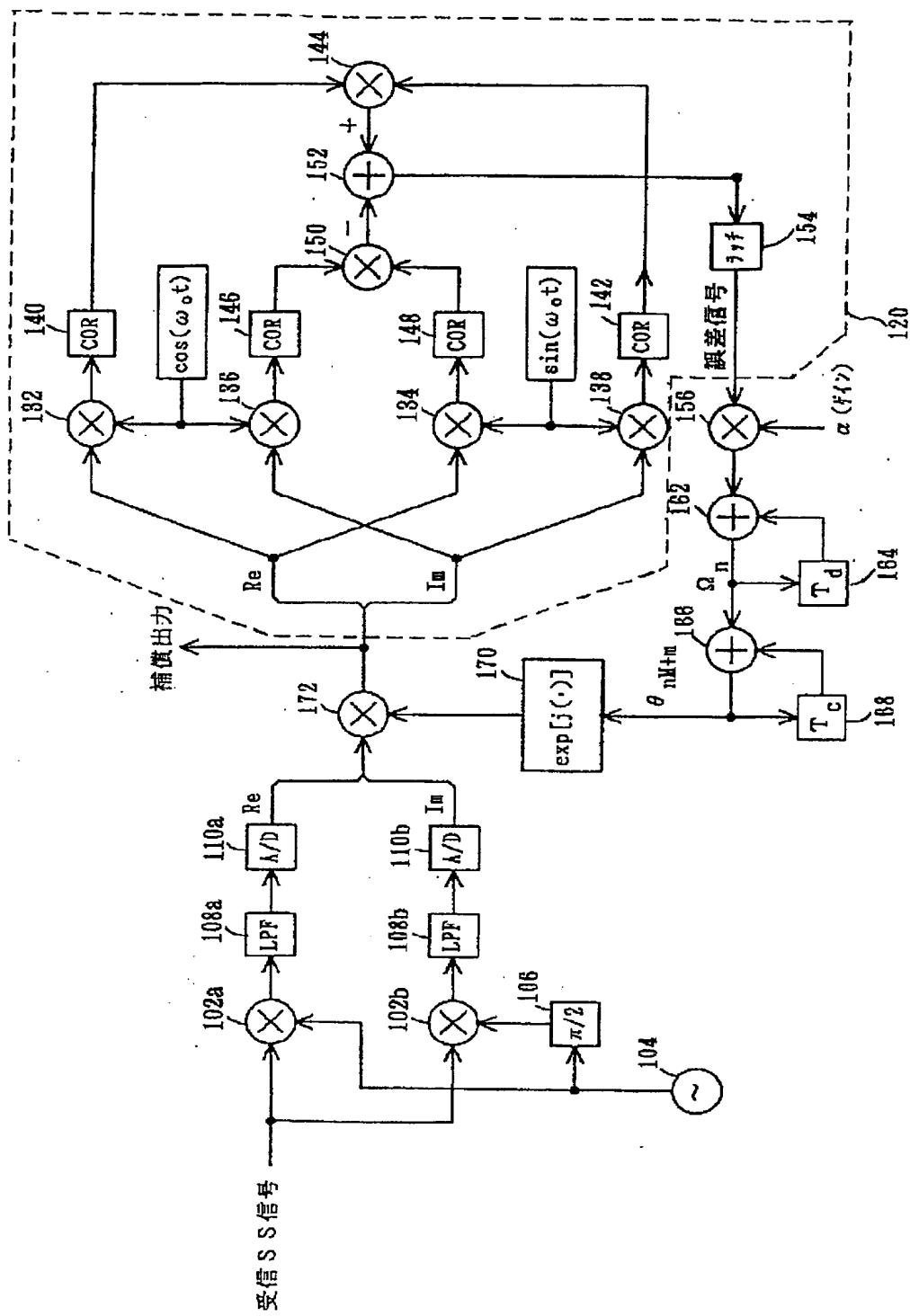
【補正内容】

【図1】



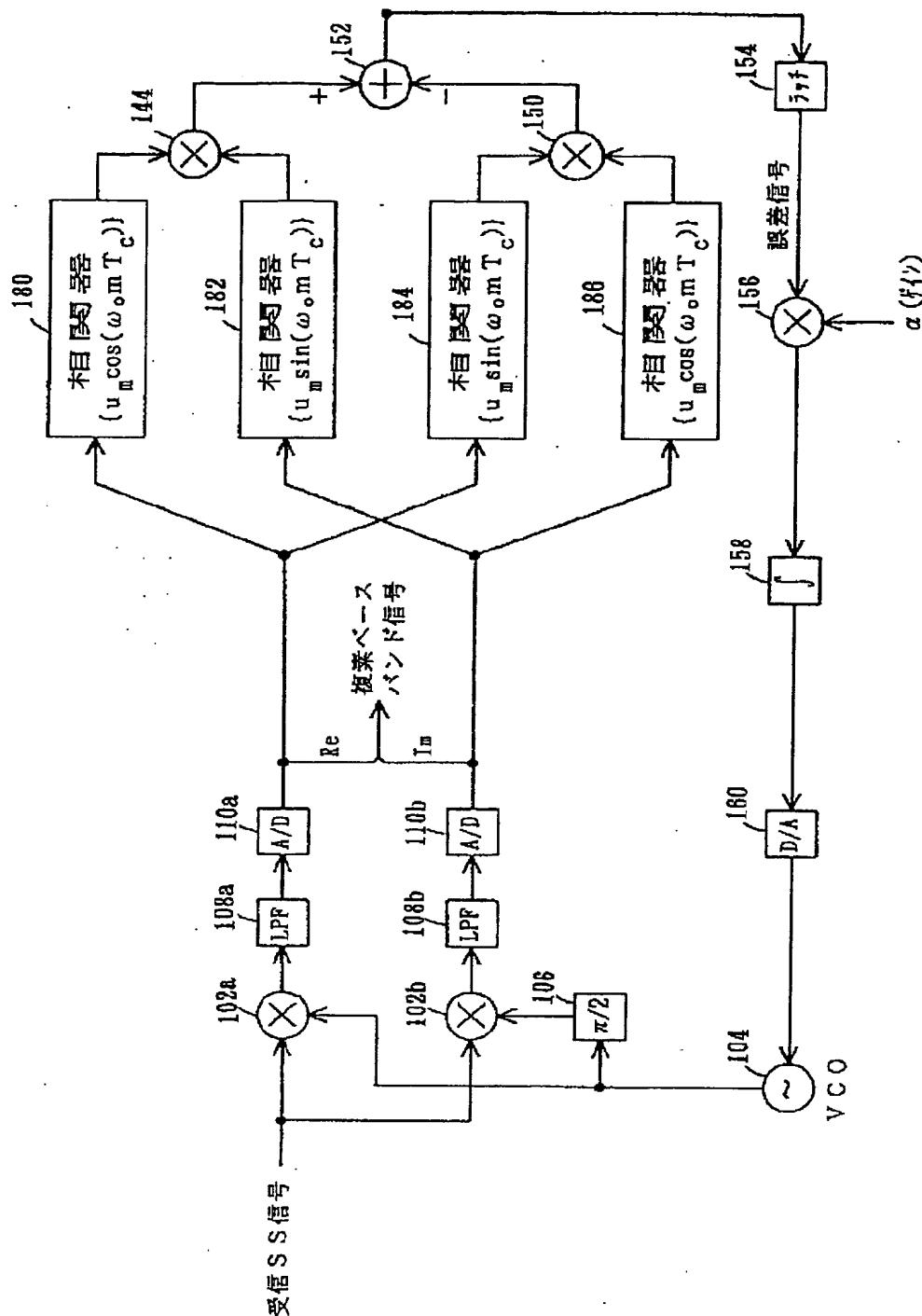
【手続補正3】
 【補正対象書類名】図面
 【補正対象項目名】図2

【補正方法】変更
 【補正内容】
 【図2】



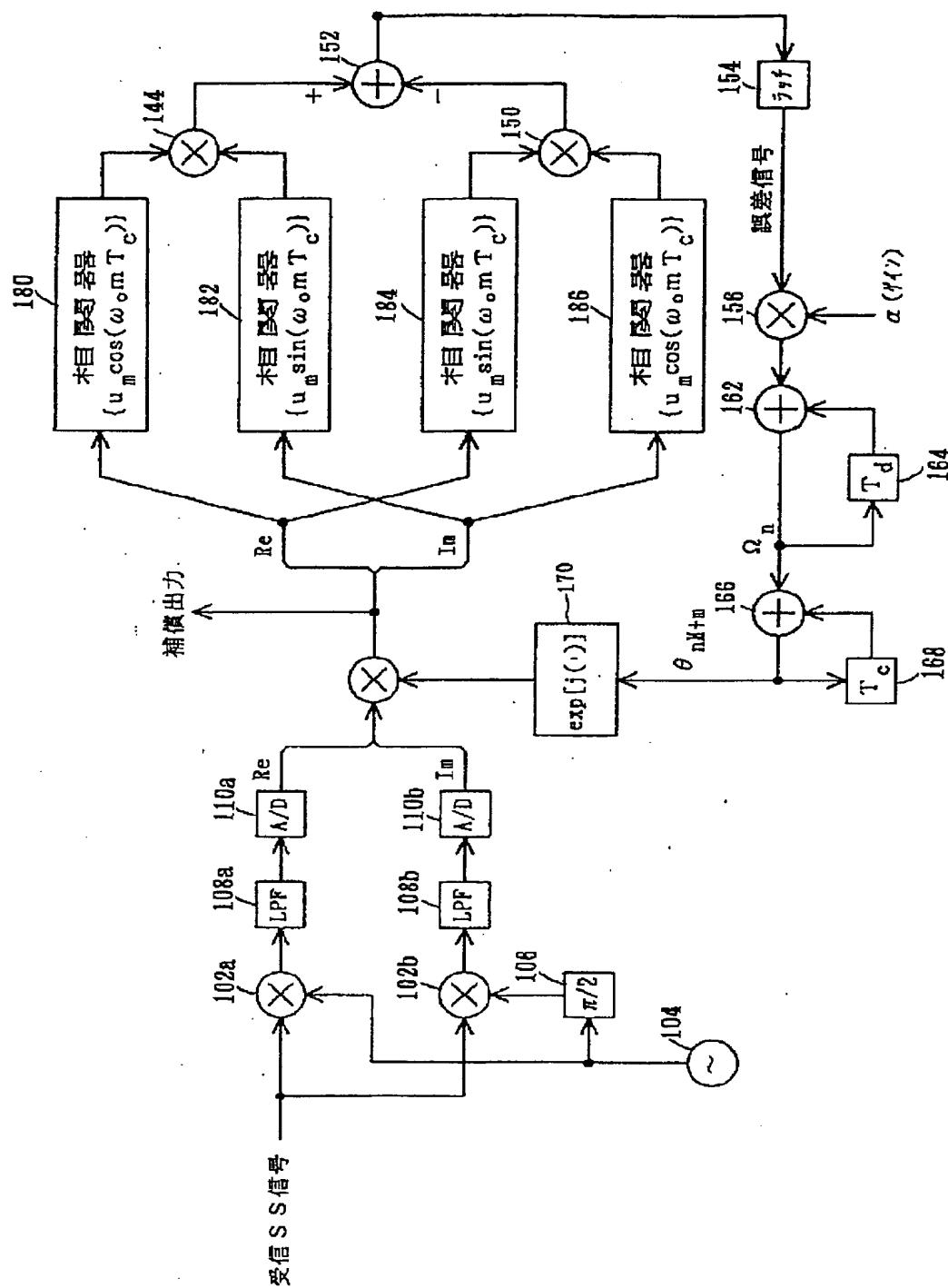
【手続補正4】
【補正対象書類名】図面
【補正対象項目名】図3

【補正方法】変更
【補正内容】
【図3】

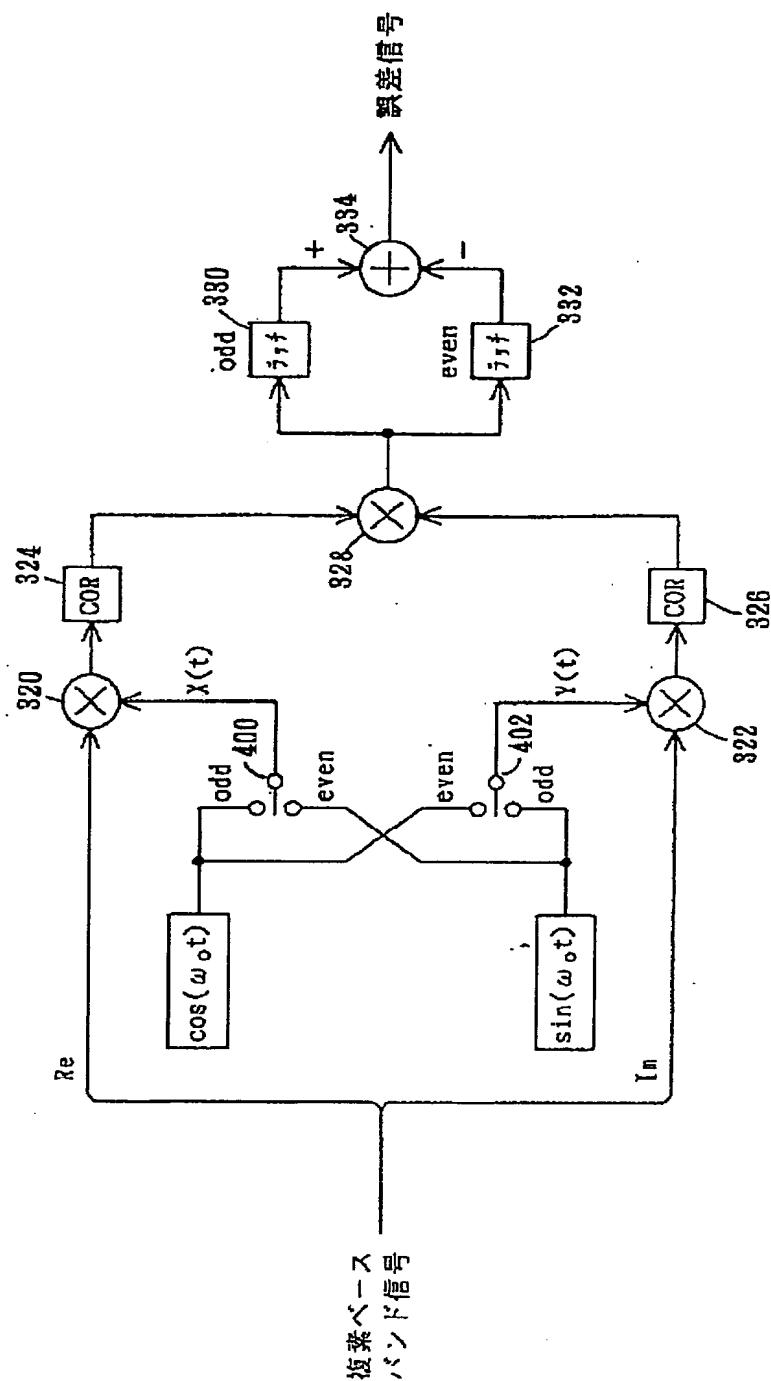


【手続補正5】
【補正対象書類名】図面
【補正対象項目名】図4

【補正方法】変更
【補正内容】
【図4】



【手続補正6】
【補正対象書類名】図面
【補正対象項目名】図7



【手続補正7】

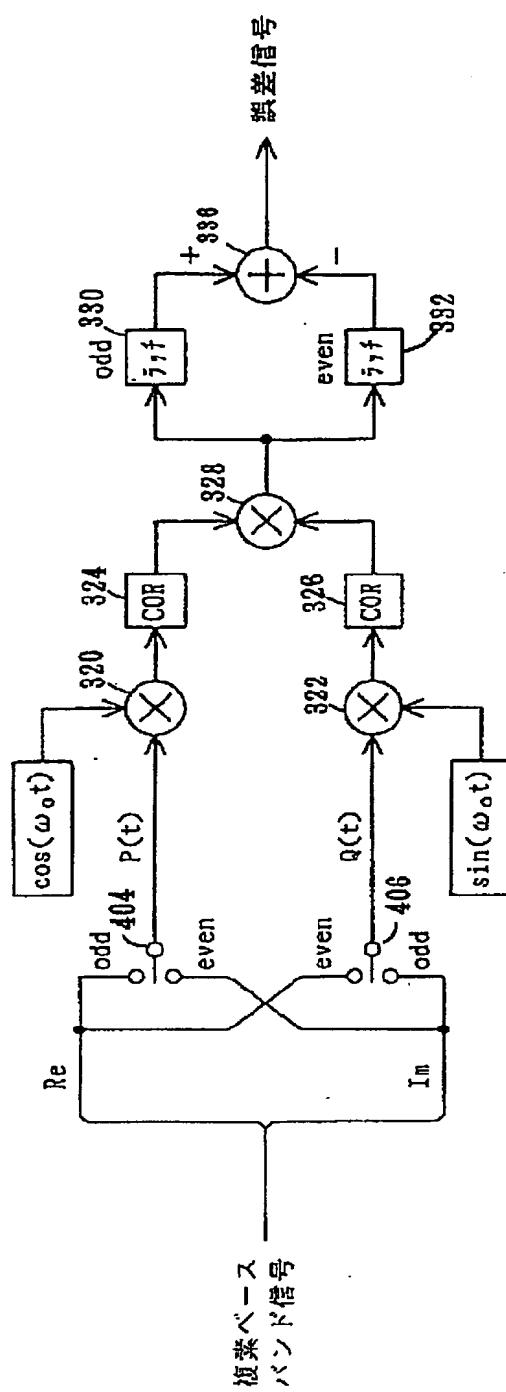
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図8

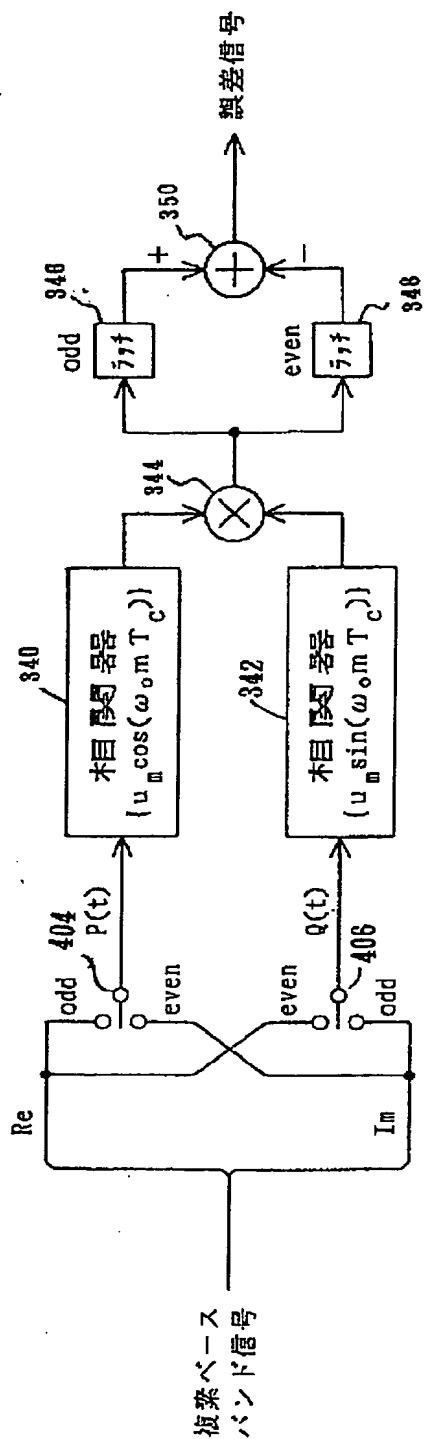
【補正方法】変更

【補正内容】

【図8】



【手続補正8】
【補正対象書類名】図面
【補正対象項目名】図9



【手続補正9】
 【補正対象書類名】図面
 【補正対象項目名】図14

【補正方法】変更
 【補正内容】
 【図14】

